

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

АВДЄЄНКО ГЛІБ ЛЕОНІДОВИЧ

УДК 621.396

ДИСЕРТАЦІЯ

**МЕТОДИ ПРОСТОРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В
РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ
ПРИ ПРИЙМАННІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ ЗІ
СФЕРИЧНИМИ ФАЗОВИМИ ФРОНТАМИ**

05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів
і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

_____ Г. Л. Авдєєнко

Науковий керівник :

Якорнов Євгеній Аркадійович, кандидат технічних наук, професор

Київ - 2021

АНОТАЦІЯ

Авдєєнко Г. Л. Методи просторової обробки сигналів в радіотехнічних системах при прийманні електромагнітних хвиль зі сферичними фазовими фронтами. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.12.17 «Радіотехнічні та телевізійні системи». – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, 2021.

Дисертаційна робота присвячена застосуванню в радіотехнічних системах просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі для вирішення актуальних наукових завдань: визначення координат місцеположення джерел радіовипромінювання, що розташовані у проміжній зоні, а також просторової селекції електромагнітних хвиль з ідентичними поляризаційно-частотними параметрами від джерел радіовипромінювання, що розташовані в одній або різних хвильових зонах антенної системи радіоелектронного засобу, в тому числі для випадку співпадіння їх кутових координат.

Метою дисертації є підвищення ефективності визначення координат місцеположення джерел радіовипромінювання проміжної хвильової зони та їх просторової селекції шляхом розробки та удосконалення фазових методів пеленгації, а також методу просторової селекції, в математичних моделях яких враховується сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі.

Проведений у першому розділі аналіз публікацій показує інтерес зі сторони світової наукової спільноти до питань просторово-часової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі для вирішення ряду практичних задач в радіотехнічних системах, в першу чергу:

— виявлення та визначення координат розташування джерела радіовипромінювання в проміжній хвильовій зоні;

- фокусування енергії електромагнітної хвилі в проміжну зону з метою корекції вагових коефіцієнтів каналів фазованої антенної решітки радіолокаційної станції, вимірювання її параметрів в умовах адаптації до впливу навмисних завад або для покращення енергетики та завадозахищеності радіотехнічної системи, зокрема системи радіозв'язку;
- адаптивної просторової селекції сигналу при умові відсутності кутового рознесення між джерелами радіовипромінювання корисного сигналу проміжної/далекої зони та завади далекої/проміжної зони, що має ту ж саму частоту, поляризацію, часовий інтервал використання радіоканалу для таких радіотехнічних систем як системи пасивної радіолокації та пеленгації.

Показано, що не вирішеними є задача знаходження координат місцезнаходження джерела радіовипромінювання по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі, особливо для кількох джерел радіовипромінювання, що розташовані як в проміжній так й у далекій зоні для фазового способу визначення координат джерела радіовипромінювання, а також задача просторової селекції по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі корисного сигналу на фоні кількох завад, джерела радіовипромінювання яких знаходяться на одному пеленгу, але в різних хвильових зонах, особливо при їх розташуванні в проміжній зоні.

Знайдено, що неврахування сферичності фронту електромагнітної хвилі гармонійного сигналу веде до помилки розрахунку пеленгу до джерела радіовипромінювання та дальності до нього при умові його знаходження в проміжній хвильовій зоні (зоні Френеля) та відсутності сигналів від інших джерел радіовипромінювання.

Доведено, що при потраплянні джерела радіовипромінювання в проміжну зону антенної решітки радіоелектронного засобу можна розглядати вплив на цю решітку електромагнітної хвилі зі сферичним фазовим фронтом як внесення додаткового квадратичного фазового розподілу до лінійного фазового розподілу, що притаманний плоскому фронту електромагнітної хвилі на розкритті антенної решітки.

У третьому розділі роботи показано, що класичний метод пеленгації Кейпона не забезпечує визначення пеленгів джерел радіовипромінювання, які розташовані у проміжній зоні антенної решітки радіопеленгатора. Тому, для забезпечення пеленгації джерел радіовипромінювання проміжної зони запропоновано удосконалити класичний метод Кейпона шляхом введення математичної моделі сферичного фазового фронту електромагнітної хвилі замість моделі плоского фазового фронту у вектор-гіпотезу антенної решітки при обчисленні функції просторового спектру. Результати математичного моделювання удосконаленого методу Кейпона показують можливість визначення пеленгів джерел радіовипромінювання проміжної зони разом із дальностями розташування до них.

У четвертому розділі роботи запропоновано метод просторової селекції сигналу по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі, головною відмінністю якого є наявність етапу класифікації джерел радіовипромінювання, тобто визначення кількості та координат джерел радіовипромінювання в далекій та проміжній зоні на базі методу пеленгації Кейпона по сферичному фронту електромагнітної хвилі, що запропонований в розділі 3. Вказана відмінність для здійснення просторової селекції сигналу від обраного джерела радіовипромінювання дозволяє сформувати вектор вагових коефіцієнтів діаграмоутворюючих схем антенної решітки, який враховує можливу сферичність фазових фронтів електромагнітних хвиль. Результати математичного моделювання показали можливість просторової селекції корисного сигналу від джерела радіовипромінювання далекої/проміжної зони на фоні завади від джерела радіовипромінювання проміжної/далекої зони з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками електромагнітних хвиль від цих джерел, а проведені випробування за допомогою розробленого лабораторного макета компенсатора завад для дослідження просторової селекції сигналу по сферичному фронту електромагнітної хвилі підтвердили можливість здійснення такої селекції практично.

У дисертаційній роботі отримано такі нові наукові результати:

1. Вперше розроблено фазовий метод пеленгації джерела радіовипромінювання, в математичній моделі якого враховано сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі, що дозволяє визначати пеленг та дальність для одного джерела радіовипромінювання при його розташуванні у проміжній хвильовій зоні.

2. Удосконалено метод пеленгації Кейпона шляхом введення у вектор-гіпотезу антенної решітки замість математичної моделі електромагнітної хвилі з плоским фазовим фронтом моделі зі сферичним фронтом, що дозволяє визначати пеленг та дальність для кількох джерел радіовипромінювання при їх розташуванні в проміжній хвильовій зоні.

3. Удосконалено метод просторової селекції сигналів, який відрізняється тим, що використовує метод пеленгації кількох джерел радіовипромінювання для отримання інформації про просторове положення джерел радіовипромінювання, що дозволяє по сферичності фазових фронтів електромагнітних хвиль розділяти один від одного сигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від кількох джерел радіовипромінювання, в тому числі й при співпадінні їх пеленгів.

Практичне значення дисертаційної роботи полягає в тому, що:

1. Запропоновано технічні рішення з побудови фазових пеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі, які можуть бути використані у радіоелектронній промисловості розробниками апаратури радіотехнічних систем для побудови технічних засобів радіопеленгації та радіомоніторингу джерел радіовипромінювання, при розробці апаратури для радіолокаційних систем.

2. Розроблено структурну схему та алгоритм практичної реалізації системи просторової селекції по сферичному фронту електромагнітної хвилі, яка дозволяє розділяти радіосигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від двох та більше джерел радіовипромінювання, що розташовані на одному пеленгу, але на різних дальностях.

3. Запропоновано варіанти структурних схем системи супроводження рухомих об'єктів з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту

електромагнітної хвилі в умовах впливу на навігаційний канал та/або канал зв'язку навмисних завад.

4. Розроблено структурну схему двоканальної телевізійної системи надвисокочастотного діапазону, яка при її технічній реалізації може бути використана при побудові наземних мереж розподілу телевізійних сигналів, а також для ущільнення стволів радіорелейних ліній при одночасному передаванні та прийманні в одній і тій самій смузі радіочастот двох мультиплексів цифрового телевізійного мовлення.

5. Розроблено лабораторний макет компенсатора завад для дослідження просторової селекції електромагнітної хвилі по сферичному фазовому фронту від двох джерел радіовипромінювання надвисокочастотного діапазону, що розташовані на одному пеленгу.

6. Розроблено лабораторний макет двоканальної телевізійної системи надвисокочастотного діапазону з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі, що може бути використаний при проведенні експериментальних досліджень у напрямку підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу систем телевізійного мовлення та радіорелейного зв'язку або в навчальному процесі.

Новизна більшості математичних моделей, технічних рішень, методів та алгоритмів просторової обробки сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі підтверджена 20 патентами на способи та радіотехнічні системи.

Запропоновані технічні рішення з використання просторової обробки електромагнітних хвиль зі сферичними фазовими фронтами можуть бути застосовані для удосконалення систем фазової радіопеленгації та пасивної радіолокації, систем супроводження транспортних засобів з підвищеною завадостійкістю каналів прийому сигналів супутникової навігації та зв'язку, для підвищення завадостійкості приймання корисних сигналів, для підвищення завадостійкості приймання сигналів в умовах співпадіння кутових координат джерел радіовипромінювання корисного сигналу та завад, для забезпечення повторного

використання радіочастотного ресурсу в стаціонарних безпроводових системах зв'язку прямої видимості, наприклад в надвисокочастотних системах передавання телевізійних сигналів або радіорелейних лініях зв'язку.

Ключові слова: фазовий фронт, електромагнітна хвиля, джерело радіовипромінювання, просторова обробка, фазовий радіопеленгатор, просторова селекція, антенна решітка, проміжна зона, далека зона, пеленг, дальність.

ABSTRACT

Avdieienko H. L. The methods of signals spatial processing in the radio engineering systems for electromagnetic waves reception with spherical phase fronts. – Qualifying scientific work on the rights the manuscript.

Thesis for a candidate degree (PhD) in specialty 05.12.17 “Radio and television systems” – National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Kyiv, 2021.

The thesis is devoted to the application of signals spatial processing in the radio engineering systems at reception of electromagnetic waves with spherical phase fronts for the solution of urgent scientific problems: determination of radio sources coordinates which located in the intermediate-field region and also spatial selection of electromagnetic waves with identical polarization and frequency from radio sources located in one or different wave zones of the radioelectronic device antenna system, including the case of their angular coordinates coincidence.

The aim of the dissertation is to increase the efficiency of the radio sources positions determining located in the intermediate-field region and their spatial selection by developing and improving phase direction finding methods, as well as the method of spatial filtering, mathematical models of which take into account the sphericity of the electromagnetic wave phase front.

The analysis of publications in the first section shows the world scientific community interest to the questions of space-time signal processing by the electromagnetic wave

spherical phase front for solving a number of practical problems in radio engineering systems, first of all:

- detection and determination of coordinates of radio source location in the intermediate-field region;
- focusing the electromagnetic wave energy into the intermediate-field region for correcting the channel weights of the phased antenna array of the radar station, for measuring its parameters in the conditions of adaptation to the influence of intentional interference or for improving the energy and noise immunity of the radio engineering system, including radio communication system;
- adaptive spatial signal selection in the absence of angular separation between radio sources of the desired signal of the intermediate-field / far-field region and interference of the far-field / intermediate-field region, which use the same frequency, polarization and time slot of radio channel for such radio engineering systems as passive radar and direction finding.

It is shown that for the phase method of coordinate determination, the problem of finding the coordinates of the radio source location by the electromagnetic wave spherical phase front, especially in case of several radio sources located in the intermediate-field and far-field regions remains unresolved. It is also refer to the problem of spatial selection of the desired signal electromagnetic wave by the spherical front against the background of interference, whose radio sources are on the same bearing angle but in different regions, especially when this sources are located in the intermediate-field region.

The second section of the thesis proposes a method of phase direction finding and determining coordinates of the radio sources location which, unlike the known methods, determines the fact there is or not the electromagnetic wave from the radio source at the aperture of the antenna array with a spherical phase front. This allow to switch the phase direction-finder from the mode of bearing and elevation angles evaluation for the electromagnetic wave with flat phase front to the mode of bearing and elevation angles evaluation of radio source and, if necessary, the distance to it by the electromagnetic wave with spherical phase front.

There is an error in the calculation of the radio source bearing angle as well as the distance to it without accounting of the electromagnetic wave spherical phase front of the harmonic signal in case of radio source location in the intermediate-field region (Fresnel region) and no signals from other radio sources.

It is proven that the impact of the electromagnetic wave with a spherical phase front on antenna array in case of the radio source location in intermediate-field region can be viewed as addition of an additional quadratic phase distribution to the linear phase distribution of the electromagnetic wave with flat phase front at the aperture of the antenna array.

The third section of the thesis shows that the classical Capon's method for direction finding does not allow to determine the bearing angles of the radio sources located in the intermediate-field region of the direction-finder antenna. Therefore, in order to provide direction finding of the radio sources of the intermediate-field zone, it is proposed to improve the classical Capon's method by introducing a mathematical model of the electromagnetic wave with spherical phase front instead of the flat phase front model in the antenna array steering vector when calculating spatial spectrum functions.

The fourth section of the thesis proposes a method of spatial signal selection by the spherical phase front of the electromagnetic wave. The main difference of this method is the presence of a stage of radio source classification, i.e determination of the number and coordinates of radio sources in the far-field and intermediate-field region on the basis of the Capon's method for electromagnetic waves with spherical phase fronts proposed in section 3. This difference for the spatial signal selection from the selected radio source allows to form a weight vectors of beamforming circuit of the antenna array, which takes into account the possible sphericity of the electromagnetic waves phase fronts. The results of mathematical modeling showed the possibility of spatial selection of a desired signal from a radio source of far-field/intermediate-field region against the background of interference from a radio source of intermediate-field/far-field region with identical polarization and frequency characteristics of electromagnetic waves from these sources. The test performed with the help of the developed operative embodiment for the study of

the spatial signal selection by the electromagnetic wave with spherical phase front confirmed the possibility of such selection practically.

The following new scientific results are obtained in the thesis:

1. Phase method of a radio source direction finding was developed for the first time, where the sphericity of an electromagnetic wave phase front for the mathematical model of which is taken into account. This phase method allows to determine the bearing angle and distance for one radio source located in the intermediate-field region.

2. The Capon's method of direction finding was improved by entering the mathematical model of electromagnetic wave with the spherical phase front instead of the flat phase front model in the antenna array steering vector, which allows to determine the bearing angle and distance for several radio sources located in the intermediate-field region.

3. Spatial signal filtering method was improved by using direction finding method of several radio sources to obtain information about the spatial position of this radio sources. The method allows to separate from each other signals with identical polarization and frequency characteristics from several radio sources by the sphericity of the electromagnetic waves phase fronts, including the case when their bearing angles are equal.

The practical significance of the thesis is that:

1. The proposed technical solutions for the construction of phase direction-finders and phase radio-system for coordinates determination based on the spherical phase front of the electromagnetic wave can be used in the radioelectronics industry for the construction of technical means of direction-finding and radiomonitoring of radio sources, for development of the radar equipment.

2. The block diagram and algorithm of practical realization of the spatial selection system by the electromagnetic wave spherical front which allows to separate radio signals with identical polarization and frequency characteristics from two or more radio sources which located at the same bearing angle are developed.

3. Proposed variants of the structural diagrams of the tracking system of moving objects with the spatial selection of signals on the phase front sphericity in the conditions

of influence on the navigation channel and / or communication channel of intentional interference.

4. The block diagram of dual-channel television system of microwave frequency range, which in its technical implementation can be used for the development of terrestrial distribution networks of television signal as well as for the radio relay links channel multiplexing for simultaneously transmission and reception of two multiplexes of digital broadcasting television in the same frequency band.

5. An operative embodiment of interference canceller was developed to investigate the spatial signal selection by spherical phase front of the electromagnetic wave from two sources of microwave frequency range in case of its location at the same bearing angle.

6. An operative embodiment of a dual-channel television system of microwave frequency range with spatial signals selection by the sphericity of the electromagnetic wave phase front was developed. It can be used in experimental studies for improving the use of radio frequency resources in television and radio relay systems.

The novelty of most mathematical models, methods and algorithms of spatial signal processing by the sphericity of the electromagnetic wave phase front is confirmed by 20 patents for methods and radio engineering systems.

The proposed technical solutions for the application of spatial processing of electromagnetic waves with spherical phase fronts can be applied to improve phase direction-finders and passive radar systems, vehicle tracking systems with increased noise immunity to receive navigation and communications signals, for increasing the noise immunity of receiving signals in the conditions the angular coordinates of desired signal and interference radio sources coincidence, for ensuring the radio frequency resource re-use in the fixed wireless communication systems of line-of-sight.

Keywords: phase front, electromagnetic wave, radio source, spatial processing, phase direction-finder, spatial selection, antenna array, intermediate-field region, far-field region, bearing angle, distance.

Список публікацій здобувача:

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Авдєєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Підвищення точності супроводу важливих транспортних засобів у системах диспетчеризації з використанням глобальних супутникових систем радіонавігації. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2006. №4. С. 233–239. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти*
2. Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Авдєєнко Г. Л. Визначення подвійної різниці фаз у фазових мікрохвильових системах вимірювання координат. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2007. №6. С. 28–36. *Особистий внесок: здобувач виконав математичне моделювання залежності дальності до ДРВ від різниці різниць фаз в каналах лінійної АР.*
3. Авдєєнко Г.Л., Федоров В. И., Якорнов Е. А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. Киев, 2008. Том 51. №3. С.1-7. *Особистий внесок: здобувач отримав математичні співвідношення для визначення дальності та пеленгу ДРВ по сферичності фазового фронту його ЕМХ. (Стаття у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі **Scopus**)*
4. Авдєєнко Г. Л. Аналіз впливу активних перешкод на радіоканали транспортного засобу в системах диспетчеризації. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №15. С. 5–14.
5. Авдєєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Визначення координат точкового джерела радіовипромінювання по кривизні його хвильового фронту. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки*. Київ, 2008. № 20-21. С. 74–79. *Особистий внесок:*

здобувач отримав математичні співвідношення для визначення дальності та пеленгу ДРВ по сферичності фазового фронту його ЕМХ.

6. Авдеєнко Г. Л., Мазуренко А. В., Якорнов Е. А. Измерение разности разностей фаз в системах с пространственной обработкой сигналов СВЧ-диапазона. *Техника и приборы СВЧ*. Одесса, 2008. №1. С. 42–45. *Особистий внесок: здобувачем описано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти.*

7. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Є. А. Підвищення точності виміру подвійної різниці фаз у малобазових фазових системах із просторовою обробкою сигналів. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №16. С. 36–41. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти.*

8. Авдеєнко Г. Л., Гелесев О. І., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Мазуренко О. В. Розробка оптимальних методів просторово-часової обробки сигналів радіоелектронних засобів на основі використання чотиривимірних матриць. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №14. С. 61–73. *Особистий внесок: здобувачем проведено математичне моделювання ефективності просторово-часової обробки сигналів на базі використання кронекерівського добутку.*

9. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Синтез алгоритмів просторово-часової обробки сигналів для просторової режекції перешкод в антенних системах з широкою характеристикою спрямованості. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2009. №19. С. 34–44. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано методику синтезу алгоритму просторово-часової обробки сигналів для антенних систем з широкою ХС.*

10. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. О., Мазуренко О. В., Ліпчевська І. Л. Пріоритетні напрямки розвитку адаптивної обробки радіосигналів для підвищення ефективності функціонування бездротової мережі зв'язку з розподіленими антенними системами. *Збірник наукових праць*

Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2010. № 28. С. 65–70. Особистий внесок: здобувачем проаналізовано особливості застосування просторово-часової обробки в умовах наявності некорельованих складових сигналу.

11. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Ліпчевська І. Л., Мазуренко О. В. Сучасний стан обробки радіосигналів бездротової мережі зв'язку в передавальних антенних системах базових станцій. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2010. № 27. С. 42–46. Особистий внесок: здобувачем проаналізовано методи просторово-часової обробки сигналів в системах безпроводового зв'язку, що базуються на використанні принципів просторового, кодового та часового рознесення елементів сигналу.*

12. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. О. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2011. № 30. С. 34–39. Особистий внесок: здобувачем отримано рівняння для розрахунку вектору вагових коефіцієнтів на базі використання торцевих добутків.*

13. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А., Ряба Л. О. Моделювання роботи мобільної радіомережі з розподіленими антенними системами, діаграми спрямованості яких адаптовані до впливу завад при обмеженому частотному ресурсі. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2011. № 33. С. 51-61. Особистий внесок: здобувачем отримані адаптовані до дії завад характеристики спрямованості АР базових станцій.*

14. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Ліпчевська І. Л., Якорнов Є. А. Фазові радіопеленгатори джерела радіовипромінювання гармонічного сигналу в зоні Френеля. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки. Київ, 2011. №26. С. 13–20. Особистий внесок: здобувач*

розробив та описав принцип дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.

15. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А., Липчевская И.Л. Фазовые системы определения координат источника радиоизлучения гармонического сигнала в зоне Френеля. Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Киев, 2012. Том 55. №2. с.24-33. *Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принципи дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.* (Публікація у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі **Scopus**)

16. Якорнов Є. А., Коломицев М. О., Авдеєнко Г. Л., Лавріненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону. Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Київ, 2012. № 48. С. 84–96. *Особистий внесок: здобувач описав концепції застосування просторової селекції по формі фронту ЕМХ в стаціонарних безпроводових системах передавання інформації.*

17. Avdeyenko G. L., Kolomytsev M. A., Yakornov Ye. A. Efficiency of spatial signal processing in wireless communications. *Telecommunication Sciences*. 2012. Vol.3, No.2. P. 5-13. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення та методику оцінювання ефективності просторової селекції радіосигналів по сферичності фазових фронтів ЕМХ в системах стаціонарного безпроводового зв'язку.*

18. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. Київ, 2013. № 52. С. 92–101. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення та методика*

оцінювання ефективності просторової селекції радіосигналів по сферичності фазових фронтів ЕМХ в системах радіорелейного зв'язку.

19. Avdeyenko G. L., Yakornov Ye. A. Application of distributed antenna systems for determination of radiation source coordinates with use of phase method in Fresnel zone. *Information and Telecommunication Sciences*. 2017. Vol.8, No.1. P. 37–50. *Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принципи дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.*

20. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Застосування просторово-часової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі у безпроводових телекомунікаційних системах. *Збірник наукових праць ВІТІ*. Київ, 2018. №4. С. 6–13. *Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принцип дії стаціонарної безпроводової лінії зв'язку, в якій радіосигнали кількох абонентів одночасно передаються в одній й тій самій смузі радіочастот з різною сферичністю фазових фронтів їх ЕМХ.*

21. Авдеєнко Г. Л., Цуканов О. Ф., Якорнов Е. А. Повышение точности определения координат источников радиоизлучения фазовыми системами с линейными антенными решетками. *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. Киев, 2019. Том 62.№.12. с.772-781. *Особистий внесок: здобувачем проведено математичне моделювання динамічної помилки вимірювання дальності до ДРВ. (Публікація у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі Scopus)*

22. Avdieienko H., Yakornov Y. Application of Spatial Signal Processing by the Form of the Electromagnetic Wave Phase Front in Wireless Communication Systems. *Advances in Information and Communication Technologies. Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2019. Vol 560. P. 239–261. *Особистий внесок: здобувачем виконано опис принципу дії макету симплексної одноінтервальної радіорелейної лінії з просторовою обробкою сигналів, а отримано також результати вимірювання коефіцієнтів ослаблення та придушення радіосигналів з ідентичними*

поляризаційно-частотними характеристиками та оцінка достовірності приймання відселектованих по сферичності фазових фронтів ЕМХ радіосигналів стандарту DVB-C з модуляцією 64-QAM. (Публікація у закордонному періодичному виданні *Lecture Notes in Electrical Engineering* (ISSN 1876-1100) іноземної держави (видавництво Springer Nature, Швейцарія), яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку, що індексується у наукометричній базі **Scopus**)

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

23. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Подавление источника радиоизлучения на основе использования различия в сферичности фронтов электромагнитных волн сигнала и помехи. 15-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2005): материалы конф. 12-16 сент. 2005 г. Севастополь: СевНТУ, 2005. Т.1, С. 264–265.

24. Авдеенко Г. Л. Применение алгоритмов пеленгации в системе дискриминации нескольких источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 16-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2006): материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С. 348–349.

25. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Система дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 16-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2006): материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С. 426–427.

26. Авдеенко Г. Л. Дискриминация источников помехового радиоизлучения на основании информации об их местоположении в радиотехнических системах. 17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2007): материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 271–272.

27. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2007): материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 261–262.

28. Авдеенко Г. Л. Повышение диапазона определения дальности до источника радиоизлучения по кривизне фронта его электромагнитной волны. 3-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2007): материалы конф. 16-21 апр. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. С. 166.

29. Авдеенко Г. Л. Перспективы использования методов пространственно-временной обработки сигналов в современных радиотехнических системах. Перша науково-технічна конференція “Проблеми телекомунікацій” (ПТ-07): зб. тез. 25-27 квіт. 2007 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2007. С. 57–58.

30. Авдеенко Г. Л. Пространственно-временная обработка полезных сигналов на фоне радиопомех при использовании приемных антенн произвольной пространственной избирательности. 4-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2008): материалы конф. 21-25 апр. 2008 г. Севастополь: СевНТУ, 2008. С. 146.

31. Авдеенко Г. Л. Определение угловых координат источников радиопомех, расположенных в ближней волновой зоне. Друга міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 20-23 трав. 2008 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2008. С.154–156.

32. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Синтез алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов для пространственной дискриминации помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. Третя міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С.163–164.

33. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Гелесев В. А. Схема режекции источников радиопомех для телекоммуникационных систем со слабонаправленными антеннами. Третья міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 63.

34. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В. Повышение точности определения двойной разности фаз путем умножения частоты обрабатываемых сигналов. Третья міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 35–36.

35. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Пространственно-временная обработка сигналов для режекции помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. 19-ая Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009): материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.1. С. 415–416.

36. Авдеенко Г.Л., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В., Якорнов Е. А. Повышение точности измерений фазовых соотношений обработкой сигналов на высокой промежуточной частоте. 19-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009): материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.2. С. 746–747.

37. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Оцінка основних критеріїв просторово-часової обробки сигналів для придушення перешкод в антенних системах із широкою характеристикою направленості. Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового, топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України» : зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С. 111-112.

38. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Є. А. Придушення джерела радіоперешкод у зоні Френеля за наявності відмінностей у кривизні фронтів електромагнітних хвиль сигналу та перешкоди Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового,

топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України»: зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С.98.

39. Авдеєнко Г.Л., Коломицев М.О., Липчевська І.Л., Якорнов Є.А. Деякі результати теоретичного аналізу використання методів просторово-часової обробки радіосигналів у зоні Френеля. П'ята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. С. 48.

40. Авдеєнко Г.Л., Липчевская И.Л., Манюгина Д.В., Потапенко В. В., Якорнов Е.А. Фазовые радиопеленгаторы источника излучения гармонического сигнала в зоне Френеля. П'ята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. С. 50.

41. Авдеєнко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Определение пеленга и дальности до источника радиоизлучения гармонического сигнала в зоне Френеля. 20-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико '2010): материалы конф. 13-17 сент. 2010 г. Севастополь: СевНТУ, 2010. Т.1. С. 337-338.

42. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. VI Міжнародна науково-практичної конференції "Військова освіта та наука: сьогодення та майбутнє": зб.тез доповідей. 25-26 лист. 2010 р. Київ: ВІКНУ, 2010. С.356.

43. Авдеєнко Г.Л., Липчевская И.Л., Якорнов Е.А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения гармонического сигнала для работы в зоне Френеля. 21-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико 2011): материалы конф. 12-16 сент. 2011 г. Севастополь: СевНТУ, 2011. Т.1. С.431-432.

44. Якорнов Е. А., Коломицев М. А. Авдеєнко Г. Л., Лавриненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку

надвисокочастотного діапазону. Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: зб. тез. 22-29 лют. 2012 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2012. С.41-43.

45. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Коломыцев М. А. Применение кривизны фазового фронта электромагнитной волны для переиспользования частотного ресурса радиорелейных линий связи. Шоста міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб.тез. 24-27 квіт. 2012 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2012. С.268-261.

46. Авдеенко Г. Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-N модуляцией. 9-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2013): материалы конф. 23-26 апр. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. С.114.

47. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Фазовые радиосистемы определения координат источника излучения гармонического сигнала для работы в промежуточной волновой зоне. Сьома Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. тез.16-19 квіт. 2013 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2013. С.187-190.

48. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. Міжнародна науково-технічна конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи : матеріали конф.11-15 бер.2013р. Київ: НТУУ «КПІ», 2013. С.119-120.

49. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Матяш А. Ю., Якорнов Е. А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения фазоманипулированного сигнала для работы в зоне Френеля. 23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекомму-никационные технологии» (КрыМико-2013): материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 314-315.

50. Авдеенко Г. Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-M модуляцией на радиолинии СВЧ диапазона. 23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико-2013): материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 336-337.

51. Авдеенко Г. Л. Применение пространственной обработки радиосигналов на линии СВЧ диапазона с QAM-M модуляцией. Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PIC S&T-2013): сб.науч. трудов первой междунар. науч.-практ. конф. 9-11 окт. 2013 г. Харьков: ХНУРЕ, 2013. С. 233-235.

52. Якорнов Є. А., Авдеєнко Г. Л., Адамович О. М., Чижевська А. В. Підвищення продуктивності радіорелейної лінії зв'язку за рахунок використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі. Восьма Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб.тез. 22-25 квіт. 2014 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2014. С. 457-459.

53. Авдеенко Г. Л., Бранчук В. Н., Якорнов Е. А. Широкополосный фазовый радиопеленгатор источника излучения гармонического сигнала. 24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): материалы конф. 7–13 сент.2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014, Т.1. С. 267-268.

54. Авдеенко Г. Л., Чижевская А. В., Якорнов Е. А. Возможности повышения производительности радиорелейных линий связи при нахождении их ретрансляторов в зоне Френеля. 24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): материалы конф. 7–13 сент. 2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014. Т.1. С. 296-297.

55. Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В. Необхідність застосування просторової селекції радіосигналів на цифрових радіорелейних лініях зв'язку. Четверта міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє»: матеріали четвертої міжнар. наук.-пр. конф. 30-31 жовт. 2014 р. Одеса: ОНАЗ, 2014. С. 4-6.

56. Branchuk V., Avdeyenko G. Using sparse antenna system to improve noise immunity in relay communication lines. First International Scientific-Practical conference Problems of infocommunications. Science and technology (PICS&T -2014) : Conference Proceedings, Kharkiv, Ukraine, October 14-17, 2014. Kharkiv: NURE, 2014. Vol.II, P.130-131.

57. Авдєєнко Г. Л., Чижевська А. В., Якорнов Є. А. Теоретичне дослідження просторової обробки сигналів на лініях цифрового радіорелейного зв'язку. Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт.2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .176-178.

58. Бранчук В. М., Якорнов Є. А., Авдєєнко Г. Л. Дослідження просторової селекції сигналів з модуляцією QAM-N на фоні радіозавад при зміні різниці кутових координат та зміні величини бази антенної системи. Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт.2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .182-184.

59. Авдєєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Модифікація алгоритму Кейпона для визначення пеленгу на джерела радіовипромінювання при сферичних фронтах їх електромагнітних хвиль у місці прийому. Десята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 529-531.

60. Авдєєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Моніторинг радіовипромінювання в ближній і проміжній зонах на основі алгоритму Кейпона. Десята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 532-534.

61. Avdeyenko G., Yakornov E., Korsak V Spatial processing algorithm of radiation sources in the near and intermediate zones of linear antenna array for monitoring systems. 2016 IEEE International Scientific Conference (UkrMiCo'2016): Conference proceedings. Kyiv, Ukraine, September 11–15, 2016. Kyiv: NTUU "KPI", 2016.

62. Авдєєнко Г. Л. Використання просторового ущільнення по кривизні фазового фронту електромагнітної хвилі для повторного використання радіочастотного ресурсу цифрових радіорелейних ліній зв'язку. Міжнародна

науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: матеріали конф. 20-26 бер. 2017 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.149-151.

63. Авдеєнко Г.Л., Якорнов Є. А. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні на основі модифікованого алгоритму Кейпона. Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.232-234.

64. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Е. А. Задачи практической реализации радиорелейной линии связи на основе использования различий в формах фазовых фронтов их электромагнитных волн. Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.235-237.

65. Avdeyenko G. Prototype of unidirectional microwave wireless communication system with spatial signals processing. 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), 10-14 Sept. 2018, Odessa, Ukraine – p.1-4.

66. Авдеєнко Г. Л. Застосування просторової обробки сигналів для підвищення пропускної здатності ствола радіорелейної лінії. Восьма міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє»: матеріали восьмої міжнар.наук.-пр.конф. 14-16 лист. 2018р. Одеса: ОНАЗ, 2018. Ч.4. С.7-10.

67. Авдеєнко Г. Л. Застосування просторової обробки сигналів для забезпечення повторного використання радіочастотного ресурсу ліній радіорелейного та міжсупутникового зв'язку. Друга науково-практична конференція «Аерокосмічні технології в Україні: проблеми та перспективи» : тези доповідей. 4 жовт. 2018р. Київ : НЦУВКЗ, 2018. С. 41.

68. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Макет симплексної одноінтервальної радіорелейної лінії зв'язку з просторовою обробкою сигналів. Тринадцята міжнародна науково-технічна конференція "Перспективи телекомунікацій": зб.

матеріалів конф. 15-19 квіт. 2019 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. С.150-152.

69. Gleb Avdeyenko Application of Spatial Signal Processing for Bandwidth Capability Improvement of Radio Relay Link. 2019 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T) – 2019. – pp.187-192.

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

1) Патенти на винахід:

70. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 97075 Україна : МПК G01S 3/02. № 201105120; заявл. 21.04.2011; опубл. 26.12.2011, Бюл. №24 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

2) Патенти на корисну модель:

71. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 8150 Україна : МПК G01S 5/14. №200500740; заявл. 27.01.2005; опубл. 15.07.2005, Бюл. №7 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано схемну реалізацію основних елементів системи супроводження*

72. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 40138 Україна : МПК G01S 5/14. №200812684; заявл. 29.10.2008; опубл. 25.03.2009, Бюл. №6 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

73. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 43982 Україна : МПК G01S 5/14. №200903823; заявл. 21.04.2009; опубл. 10.09.2009, Бюл. №17 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем розраховано систематичні похибки визначення*

координат ДРВ та запропоновано метод множення частоти для зменшення апаратурної похибки визначення дальності до ДРВ

74. Адаптивна за відстанню антенна решітка : пат. 55438 Україна : МПК G01S 3/00, H01Q 3/00. № 201007929; заявл. 24.06.2010; опубл. 10.12.2010, Бюл. №23 (кн.1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем проведено патентний пошук*

75. Фазовий радіопеленгатор : пат. 56430 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. №201009233; заявл. 22.07.2010; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат процедури постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ*

76. Фазовий радіопеленгатор : пат. 57200 Україна : МПК G01S 3/00. №201010554; заявл. 31.08.2010; опубл. 10.02.2011, Бюл. №3 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичний вираз для пеленгаційної характеристики при розташуванні ДРВ в проміжній зоні*

77. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 64696 Україна : МПК G01S 3/00. № 201106317; заявл. 19.05.2011; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

78. Ширококутовий фазовий радіопеленгатор : пат. 64705 Україна : МПК G01S 3/00. № 201106662; заявл. 27.05.2011; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичний вираз для пеленгаційної характеристики радіопеленгатора*

79. Фазовий радіопеленгатор : пат. 67323 Україна : МПК G01S 3/48. № 201110328 ; заявл. 23.08.2011 ; опубл. 10.02.2012, Бюл. №3 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем розраховано помилки визначення координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ при застосуванні симетричних та несиметричних грубих шкал в радіопеленгаторі*

80. Фазовий радіопеленгатор : пат. 72448 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. № 201114120; заявл. 29.11.2011; опубл. 27.08.2012, Бюл. №16 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат процедури постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ та*

визначення координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ

81. Фазовий радіопеленгатор : пат. 78441 Україна : МПК G01S 3/48. № 201206912; заявл. 06.06.2012; опубл. 25.03.2013р, Бюл. №6 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

82. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 103089 Україна : МПК H04B 7/14. №201410543; заявл. 26.09.2014; опубл. 10.12.2015, Бюл. №23 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано математичне моделювання залежності відношення сигнал/(завада+шум) від розміру бази приймальної станції для різних відстаней між кореспондуючими станціями та для різних розмірів баз передавальної станції*

83. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 104240 Україна : МПК H04B 7/14. №201503708; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано математичне моделювання залежності відношення сигнал/(завада+шум) від розміру бази приймальної станції для різних відстаней між кореспондуючими станціями та для різних розмірів баз передавальної станції*

84. Спосіб забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями: пат. 104241 Україна : МПК H04B 7/00, H04B 7/14. №201503709; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено структурну схему одноінтервальної радіорелейної лінії зв'язку з просторовим дуплексом по кривизні фронту ЕМХ*

85. Спосіб визначення місцезнаходження джерела радіовипромінювання в ближній зоні : пат. 113916 Україна : МПК G01S 5/08. №201606780; заявл. 09.09.2016; опубл. 27.02.2017, Бюл. №4 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат способу визначення координат ДРВ ближньої зони*

86. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні: пат. 121465 Україна : МПК G01S 5/08. №201705290; заявл. 30.05.2017; опубл. 11.12.2017, Бюл. №23 (кн.1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем*

розроблено математичний апарат способу просторової селекції ДРВ

87. Система визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. 132739 Україна : МПК G01S 5/00. №201809451; заявл. 19.09.2018; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5 (кн.1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено структурну схему системи визначення дальності до ДРВ*

88. Спосіб визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. №132740 Україна : МПК G01S 5/00. №201809452; заявл. 19.09.2018; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем описано основні етапи запропонованого способу визначення дальності до ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

89. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. №140040 Україна : МПК H04B 7/14. №201906270; заявл. 05.06.2019; опубл. 10.02.2020, Бюл. №3 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано моделювання дальності зв'язку між кореспондуючими станціями в залежності від частоти, різниці різниць фаз та розміру бази антенної системи*

ЗМІСТ

| | |
|--|----|
| ВСТУП..... | 35 |
| 1 АНАЛІЗ ВИКОРИСТАННЯ ПРОСТОРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ПО СФЕРИЧНОМУ ФАЗОВОМУ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ | 45 |
| 1.1 Загальне поняття про сферичні електромагнітні хвилі та природу їх виникнення. Фазовий фронт електромагнітної хвилі | 45 |
| 1.2 Загальні відомості про хвильові зони поширення електромагнітної хвилі | 47 |
| 1.3 Загальна характеристика областей використання просторової обробки по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі в радіотехнічних системах..... | 50 |
| Висновки до розділу 1 | 60 |
| 2 ФАЗОВИЙ МЕТОД ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ МІСЦЕПОЛОЖЕННЯ ДЖЕРЕЛА РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ПРОМІЖНОЇ ЗОНИ ПО СФЕРИЧНОМУ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ | 61 |
| 2.1 Короткий огляд відомих методів просторової обробки для пеленгації та визначення координат місцеположення джерел радіовипромінювання..... | 61 |
| 2.2 Фазовий метод визначення координат місцеположення одного джерела радіовипромінювання проміжної зони по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі | 63 |
| 2.2.1 Теоретичні співвідношення для визначення координат джерела радіовипромінювання по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі | 63 |
| 2.2.2 Оцінка методичної та систематичної похибок вимірювання дальності до джерела радіовипромінювання та його пеленга по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі | 71 |
| 2.2.3 Узагальнена структурна схема системи визначення координат джерела радіовипромінювання | 76 |

| | | |
|-------|---|-----|
| 2.3 | Фазові радіопеленгатори для визначення координат джерела радіовипромінювання за формою фазового фронту електромагнітної хвилі на основі використання розрідженої лінійної антенної решітки | 78 |
| 2.3.1 | Особливості функціонування фазових радіопеленгаторів з розрідженою лінійною антенною решіткою при визначенні пеленгу джерела радіовипромінювання, розташованого в проміжній зоні | 78 |
| 2.3.2 | Фазові радіопеленгатори на основі схем усунення неоднозначності вимірювання фазових зсувів..... | 80 |
| 2.3.3 | Фазові радіопеленгатори джерела радіовипромінювання на основі схем ділення частоти..... | 93 |
| 2.3.4 | Ширококутовий фазовий радіопеленгатор | 96 |
| 2.3.5 | Фазовий радіопеленгатор для визначення координат джерела радіовипромінювання модульованого сигналу | 98 |
| 2.3.6 | Фазовий пеленгатор з підвищеною точністю визначення координат джерела радіовипромінювання проміжної зони в умовах впливу динамічної і випадкової помилок | 99 |
| 2.4 | Фазові радіосистеми визначення координат джерела радіовипромінювання за формою фазового фронту електромагнітної хвилі на основі використання площинної розрідженої антенної решітки | 100 |
| 2.4.1 | Особливості функціонування фазових радіосистем визначення координат з розрідженою площинною антенною решіткою при визначенні пеленгу джерела радіовипромінювання, розташованого в проміжній зоні..... | 100 |
| 2.4.2 | Схемні реалізації фазових радіосистем визначення координат джерел радіовипромінювання гармонійних сигналів | 102 |
| | Висновки до розділу 2..... | 111 |
| 3 | МЕТОД ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ КІЛЬКОХ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ПРОМІЖНОЇ ЗОНИ ПО СФЕРИЧНИХ ФАЗОВИХ ФРОНТАХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ | 113 |
| 3.1 | Коротка характеристика методів визначення координат місцеположення декількох джерел радіовипромінювання шляхом їх пеленгації | 113 |

| | |
|---|------------|
| 3.2 Обґрунтування неефективності використання класичного методу пеленгації Кейпона при пеленгації джерела радіовипромінювання проміжної зони | 115 |
| 3.3 Удосконалений метод пеленгації Кейпона для визначення координат джерел радіовипромінювання проміжної та далекої зон за формою фазового фронту електромагнітної хвилі | 123 |
| Висновки до розділу 3..... | 143 |
| 4 МЕТОД ПРОСТОРОВОЇ СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ ЗА ФОРМОЮ ФАЗОВОГО ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ..... | 145 |
| 4.1 Загальні відомості про просторову обробку сигналів по формі фазового фронту електромагнітної хвилі | 145 |
| 4.2 Удосконалений метод просторової обробки сигналів, що враховує сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі джерела радіовипромінювання | 148 |
| 4.2.1 Математична модель сигналів, що прийняті лінійною антенною решіткою..... | 148 |
| 4.2.2 Оптимальний вектор вагових коефіцієнтів просторової обробки сигналів в лінійній антенній решітці | 152 |
| 4.2.3 Математична модель оптимального вектору вагових коефіцієнтів просторової обробки сигналів в лінійній антенній решітці для сферичного фазового фронту електромагнітної хвилі | 155 |
| 4.2.4 Алгоритм і структурні схеми методу просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі | 158 |
| 4.2.5 Характеристики спрямованості лінійної антенної решітки після оптимальної просторової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі..... | 161 |
| 4.2.6 Характеристики ефективності оптимальної просторової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі..... | 164 |
| 4.2.7 Відношення потужності сигналу до суми потужностей зовнішніх та внутрішніх шумів до та після просторової обробки сигналів | 171 |

| | |
|---|-----|
| 4.2.8 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на одному пеленгу в різних хвильових зонах | 176 |
| 4.2.9 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на різних пеленгах в далекій хвильовій зоні | 179 |
| 4.2.10 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на різних пеленгах в різних хвильових зонах | 181 |
| 4.2.11 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на різних пеленгах в проміжній хвильовій зоні | 183 |
| 4.2.12 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на одному пеленгу в проміжній хвильовій зоні | 185 |
| 4.3 Запропоновані технічні рішення для радіотехнічних систем, що базуються на застосуванні просторової селекції по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі | 187 |
| 4.3.1 Системи супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації з просторовою селекцією сигналів по сферичності фронту електромагнітної хвилі в умовах впливу навмисної завади | 187 |
| 4.3.2 Двоканальна телевізійна система надвисокочастотного діапазону з просторовою обробкою сигналів..... | 191 |
| 4.3.3 Лабораторний макет компенсатора завад для дослідження просторової селекції електромагнітної хвилі по сферичному фазовому фронту від двох джерел радіовипромінювання надвисокочастотного діапазону, що розташовані на одному пеленгу | 196 |

| | |
|--|-----|
| 4.3.4 Лабораторний макет двоканальної телевізійної системи надвисокочастотного діапазону з просторовою селекцією по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі..... | 205 |
| Висновки до розділу 4..... | 211 |
| ВИСНОВКИ | 213 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ | 215 |
| Додаток А. Список публікацій здобувача за темою дисертації | 233 |
| Додаток Б. Відомості про апробацію результатів дисертації | 250 |
| Додаток В. Акти про реалізацію результатів наукових досліджень | 252 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

| | |
|-------|--|
| ААР | адаптивна антенна решітка |
| АР | антенна решітка |
| АС | антенна система |
| АЦП | аналого-цифровий перетворювач |
| ВСЗШ | відношення сигнал/(завада+шум) |
| ДРВ | джерело радіовипромінювання |
| ДС | діаграма спрямованості |
| ДУС | діаграмоутворююча схема |
| ЕМХ | електромагнітна хвиля |
| ЛАР | лінійна антенна решітка |
| НВЧ | надвисока частота |
| ПХ | пеленгаційна характеристика |
| ПЧОС | просторово-часова обробка сигналів |
| РЕЗ | радіоелектронний засіб |
| РЛАР | розріджена лінійна антенна решітка |
| РПАР | розріджена площинна антенна решітка |
| РЛС | радіолокаційна станція |
| РТС | радіотехнічна система |
| СРНС | супутникова радіонавігаційна система |
| ФАР | фазована антенна решітка |
| ФД | фазовий детектор |
| ФРСВК | фазова радіосистема визначення координат |
| ФРП | фазовий радіопеленгатор |
| ФПК | функція просторової кореляції |
| ХС | характеристика спрямованості |

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Методам просторово-часової обробки сигналів відводиться все більш значуще місце в сучасних радіотехнічних системах (РТС), їх розробкою займаються практично у всіх технічно розвинених країнах світу. На даний момент часу розроблено та практично реалізовано значну кількість методів адаптивної просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС) в радіоелектронних засобах (РЕЗ) РТС різного призначення, які дозволяють підвищити функціональні можливості РТС з визначення координат місцеположення рухомих та нерухомих ДРВ, а також селекції сигналів від них, зокрема в умовах впливу завад. Проте для РТС в більшості практичних випадків ПЧОС розділяється на два незалежні етапи: просторову обробку, що реалізується антенною системою (АС) у вигляді фазованої або адаптивної антенної решітки (АР) та часову обробку, що реалізується у вузлах радіоприймача. На даний момент часу практична реалізація просторової обробки здійснюється в основному на базі АР з фазообертачами та атенюаторами. Можна стверджувати, що на цей момент основні теоретичні положення ПЧОС, що базуються на класичному апараті лінійної алгебри вже сформовані і її подальший розвиток йде по шляху вдосконалення того чи іншого виду РТС, в якій вона застосовується.

Аналіз відомих робіт провідних вчених у галузі застосування адаптивних АР, а саме Монзінго Р., Міллера Т., Уїдроу Б., Баланіса К. А., А. Ферн, Ратинського М. В., Щесняка С. С., Ширмана Я. Д., Григор'єва В. А., Лукошкіна А. П., Пістолькорса А. А. [12, 61, 77-83] та інших показав, що при застосуванні оптимальної просторової обробки для селекції корисного сигналу та режекції завад по кутовим координатам в більшості випадків застосовується модель електромагнітної хвилі (ЕМХ) з плоским фазовим фронтом на розкритті лінійної антенної решітки (ЛАР) РЕЗ. Між тим, при використанні АР, наприклад в системах багатопозиційної радіолокації або радіопеленгації ймовірною може бути ситуація, коли джерело радіовипромінювання (ДРВ) потраплятиме в проміжну зону АР і створюватиме на її розкритті ЕМХ зі сферичними фазовими фронтами. Прийнята для здійснення розрахунків в процесорі

РЕЗ таких РТС модель ЕМХ з плоским фазовим фронтом, вочевидь, не буде давати оптимального рішення при визначенні координат місцеположення ДРВ. Так само при просторовій селекції корисного сигналу зі сферичним фазовим фронтом ЕМХ на фоні завад зі сферичними або плоскими фронтами ЕМХ при використанні моделі ЕМХ з плоским фазовим фронтом не буде досягатися оптимальна просторова режекція завад та селекція корисного сигналу.

На даний момент в роботі Кремера І. Я. [5] представлена теоретична оцінка ефективності просторово-часової обробки сигналів в РЕЗ систем радіолокації, яка при врахуванні сферичності фазового фронту ЕМХ дозволяє отримати додаткове джерело інформації і при певних умовах підвищити точність визначення дальності до ДРВ при його розташуванні в проміжній зоні. У той же час в роботах Комаровича В. Ф., Нікітченка В. В. [8-9] дана теоретична оцінка ефективності просторової селекції ДРВ зі сферичним фазовим фронтом ЕМХ на фоні інших джерел.

Сферичність фазового фронту ЕМХ вже знайшла практичне застосування для фокусування фазованої АР (ФАР) радіолокаційної станції (РЛС) в проміжну зону для дослідження просторової селекції сигналів при впливі організованих завад по бічних пелюстках ХС її АР, для корекції по опорному джерелу випромінювання проміжної зони вагових коефіцієнтів АР радіопеленгатора, що обумовлена неідентичністю амплітудно- та фазочастотних характеристик її приймальних каналів, і навіть для визначення дальності до ДРВ проміжної зони при його знаходженні на нульовому пеленгу, що практично реалізується шляхом повороту антени та вимірювання фазових набігів між каналами ЛАР.

Сучасні системи фазової радіопеленгації також функціонують у припущенні наявності плоского фронту ЕМХ на розкритті розрідженої ЛАР (РЛАР) або розрідженої площинної АР (РПАР). У свою чергу з освоєнням більш високочастотних діапазонів хвиль при пеленгуванні ДРВ так само як і в системах радіолокації може виникнути ситуація, коли ДРВ буде розміщуватися в проміжній зоні, створюючи на розкритті РЛАР або РПАР радіопеленгатору ЕМХ зі сферичним фазовим фронтом, що в свою чергу може призвести до появи помилок у вимірюванні пеленгу ДРВ. Між тим, оскільки ступінь сферичності фронту ЕМХ

залежить від дальності до ДРВ, врахування сферичної моделі фазового фронту ЕМХ у процесорі фазового радіопеленгатора дозволить визначати не тільки пеленг та кут місця ДРВ, а також дальність до нього. При пеленгації кількох ДРВ зі сферичними фазовими фронтами ЕМХ за допомогою відомих кореляційних алгоритмів пеленгації Кейпона, ESPRIT, MUSIC тощо, які також базуються на використанні математичної моделі плоского фазового фронту ЕМХ, є припущення щодо погіршення точності визначення кутових координат ДРВ та їхньої кількості при розташуванні ДРВ в проміжній зоні.

Відмінність сферичностей фазових фронтів ЕМХ різних ДРВ може бути також використана в якості ознаки, за якою практично здійснюватиметься просторова селекція один від одного сигналів різних ДРВ, що особливо актуально в умовах протидії впливу організованих завад по головній пелюстці діаграми спрямованості (ДС) АР РЕЗ, коли пеленг ДРВ корисного сигналу співпадає з пеленгом ДРВ завадового сигналу, тобто при відсутності розрізнення обох ДРВ за кутовими координатами, поляризацією та смугою частот.

Враховуючи вищесказане, актуальною науково-технічною задачею є розробка методів просторової обробки сигналів на основі використання моделі ЕМХ зі сферичними фазовими фронтами як для одночасного визначення координат (пеленга та дальності) одного або навіть кількох ДРВ при їх розташуванні в проміжній зоні у системах фазової радіопеленгації, так і для просторової селекції сигналу обраного ДРВ від сигналів інших ДРВ з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками ЕМХ при відсутності рознесення за кутовими координатами, але наявності такого рознесення за дальністю розташування ДРВ.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дисертаційна робота виконана на кафедрі телекомунікацій Інституту телекомунікаційних систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського» у відповідності до плану роботи її науково-дослідної групи «Безпроводовий зв'язок та цифрове телебачення» за напрямком „Просторово-часова обробка радіосигналів для телекомунікаційних мереж та систем цифрового телебачення”.

Дослідження, що представлено в дисертаційній роботі проведено в рамках держбюджетних НДР: №2242-п «Розробка методів підвищення ефективності просторово-часової обробки телекомунікаційних сигналів на фоні перешкод» (№ держреєстрації 0109U002225), №2425-п «Підвищення ефективності функціонування безпроводової мережі зв'язку шляхом використання просторово-часової обробки радіосигналів в розподілених антенних системах» (№ держреєстрації 0111U001270); ініціативних НДР: «Розробка методів просторової селекції для повторного використання радіочастотного ресурсу ліній цифрового радіорелейного зв'язку» (№ держреєстрації 0116U003566), «Застосування просторової обробки за формою фазового фронту електромагнітної хвилі для підвищення пропускної здатності радіорелейної лінії зв'язку» (№ держреєстрації 0119U102123).

Мета та задачі дослідження. Метою дисертації є підвищення ефективності визначення координат місцеположення джерел радіовипромінювання проміжної хвильової зони та їх просторової селекції шляхом розробки та удосконалення фазових методів пеленгації, а також методу просторової селекції, в математичних моделях яких враховується сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі.

Для досягнення цієї мети були поставлені такі задачі:

1. проаналізувати способи використання просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ в РТС, визначити їх переваги та недоліки;
2. розробити фазовий метод пеленгації для визначення координат місцеположення одного ДРВ проміжної зони по сферичному фронту ЕМХ;
3. удосконалити метод пеленгації Кейпона для визначення координат місцеположення кількох ДРВ проміжної зони по сферичних фазових фронтах ЕМХ;
4. удосконалити метод просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ для забезпечення просторової селекції ДРВ корисного сигналу на фоні кількох ДРВ завадових сигналів, в тому числі й в умовах співпадіння їх кутових координат, але при наявності взаємного рознесення за дальністю розташування.

Об'єкт дослідження – просторово-часова обробка сигналів.

Предмет дослідження – методи просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ.

Методи дослідження. Для розробки математичного апарату фазового методу пеленгації ДРВ проміжної зони, удосконалення математичного апарату методу визначення координат кількох ДРВ проміжної зони та методу просторової селекції сигналу зі сферичним фазовим фронтом ЕМХ використовувались основні положення технічної електродинаміки, техніки НВЧ, теорії поширення радіохвиль, теорії антенно-фідерних систем, теорії просторово-часової обробки сигналів, а також математичного апарату теорії лінійної алгебри. Функціональність розроблених математичних моделей методів просторової обробки сигналів перевірялась за допомогою комп'ютерного моделювання в середовищі MathCad та експериментальних (натурних) досліджень в лабораторних умовах.

Наукова новизна отриманих результатів. У дисертаційній роботі отримано наступні нові наукові результати:

1. Вперше розроблено фазовий метод пеленгації джерела радіовипромінювання, в математичній моделі якого враховано сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі, що дозволяє визначати пеленг та дальність для одного джерела радіовипромінювання при його розташуванні у проміжній хвильовій зоні.

2. Удосконалено метод пеленгації Кейпона шляхом введення у вектор-гіпотезу антенної решітки замість математичної моделі електромагнітної хвилі з плоским фазовим фронтом моделі зі сферичним фронтом, що дозволяє визначати пеленг та дальність для кількох джерел радіовипромінювання при їх розташуванні в проміжній хвильовій зоні.

3. Удосконалено метод просторової селекції сигналів, який відрізняється тим, що використовує метод пеленгації кількох джерел радіовипромінювання для отримання інформації про просторове положення джерел радіовипромінювання, що дозволяє по сферичності фазових фронтів електромагнітних хвиль розділяти один від одного сигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від кількох джерел радіовипромінювання, в тому числі й при співпадінні їх пеленгів.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Запропоновані технічні рішення з побудови фазових пеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі, які можуть бути використані у радіоелектронній промисловості розробниками апаратури РТС для побудови технічних засобів радіопеленгації та радіомоніторингу джерел радіовипромінювання, при розробці апаратури радіолокаційних систем.

2. Розроблено структурну схему та алгоритм практичної реалізації системи просторової селекції по сферичному фронту електромагнітної хвилі, яка дозволяє розділяти радіосигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від двох та більше джерел радіовипромінювання, що розташовані на одному пеленгу, але на різних дальностях.

3. Запропоновано варіанти структурних схем системи супроводження рухомих об'єктів з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту ЕМХ в умовах впливу на навігаційний канал та/або канал зв'язку навмисних завад.

4. Розроблено структурну схему двоканальної телевізійної системи надвисокочастотного діапазону, яка при її технічній реалізації може бути використана при побудові наземних мереж розподілу телевізійних сигналів, а також для ущільнення стволів радіорелейних ліній при одночасному передаванні та прийманні в одній і тій самій смузі радіочастот двох мультиплексів цифрового телевізійного мовлення.

5. Розроблено лабораторний макет компенсатора завад для дослідження просторової селекції електромагнітної хвилі по сферичному фазовому фронту від двох джерел радіовипромінювання надвисокочастотного (НВЧ) діапазону, що розташовані на одному пеленгу.

6. Розроблено лабораторний макет двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі, що може бути використаний при проведенні експериментальних досліджень у напрямку підвищення ефективності використання

радіочастотного ресурсу систем телевізійного мовлення та/або радіорелейного зв'язку або в навчальному процесі.

Новизна більшості математичних моделей, методів та алгоритмів просторової обробки сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі підтверджена 20 патентами на способи та радіотехнічні системи.

Результати виконаного дисертаційного дослідження можуть будуть використані відомчими установами України в галузі телекомунікацій та розробниками апаратури РТС.

Розроблений в результаті проведених досліджень теоретичний матеріал увійшов до лекційних, практичних та лабораторних занять з кредитного модулю «Адаптивні системи в телекомунікаціях», кредитного модулю «Системи адаптації в телекомунікаціях», що викладалися на кафедрі телекомунікацій ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського до 2018 р.

Результати дисертаційних досліджень автора у формі запропонованої системи придушення активних навмисних завад для приймальних пристроїв систем глобальної супутникової радіонавігації на основі використання сферичності (кривизни) хвильових фронтів радіосигналів реалізовані в державному НДІ «Комета» при розробці приймальних пристроїв для перспективних радіотехнічних систем (шифр роботи МГ/02-ЕН/01) (Акт про реалізацію результатів наукових досліджень від 01.06.2005 р.).

Наукові результати, що отримані особисто автором - «Методика визначення дальності джерел радіовипромінювань за кривизною фронтів їх електромагнітних хвиль» використані та реалізовані в рамках виконання військовою частиною А1906 планових науково-дослідних робіт: «*Навігатор*», «*Кираса*», (тематика закрита) (Акт про реалізацію результатів наукових досліджень від 24.07.2007 р.).

Особистий внесок здобувача. Основні результати дисертаційної роботи, що отримані автором як самостійно та в співавторстві з іншими вченими, опубліковано в спеціальних фахових виданнях. Зокрема, в публікаціях [26, 41] авторові належить виведення математичних співвідношень для визначення дальності та пеленгу ДРВ по сферичності фазового фронту його ЕМХ; в роботі [31] проведено математичне

моделювання залежності дальності до ДРВ від різниці різниць фаз; в роботі [65, 66, 67] запропоновано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти, в роботах [39, 42, 43] здобуток автора представлений у вигляді розроблення та опису принципів дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ; в роботі [95] проведено математичне моделювання ефективності просторово-часової обробки сигналів на базі використання кронекерівського добутку; в роботі [96] авторів належить методика синтезу алгоритму просторово-часової обробки сигналів для антенних систем з широкою ХС; в роботі [94] автором отримано рівняння для розрахунку вектору вагових коефіцієнтів на базі використання торцевих добутків; в роботі [97] отримано адаптовані до дії завад ХС АР базових станцій; в роботі [74] авторів належить математичне моделювання динамічної помилки вимірювання дальності до ДРВ; в роботі [98] авторів належить опис концепції застосування просторової селекції по формі фронту ЕМХ в системах радіорелейного безпроводового зв'язку, а в роботі [99] автор власноруч розробив та описав принцип дії безпроводової лінії зв'язку, в якій радіосигнали кількох абонентів одночасно передаються в одній й тій самій смузі радіочастот з різною сферичністю фазових фронтів їх ЕМХ; в роботах [101, 102] авторів належать математичні співвідношення та методика оцінювання ефективності просторової селекції радіосигналів по сферичності фазових фронтів ЕМХ в системах радіорелейного зв'язку; в роботі [100] авторів належить опис принципу дії макету симплексної одноінтервальної РРЛЗ, а також результати вимірювання коефіцієнтів ослаблення та придушення радіосигналів з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками та оцінка достовірності приймання відселектованих по сферичності фазових фронтів ЕМХ радіосигналів стандарту DVB-S з модуляцією 64-QAM; в роботі [103] автором проаналізовано особливості застосування просторово-часової обробки в умовах наявності некорельованих складових сигналу, а в роботі [104] – аналіз методів просторово-часової обробки сигналів в системах безпроводового зв'язку, що базуються на використанні принципів просторового, кодового та часового рознесення елементів сигналу.

Апробація результатів дисертації. Основні результати наукових досліджень пройшли апробацію на: 15-й (КриМіКо'2005), 16-й (КриМіКо'2006), 17-й (КриМіКо'2007), 19-й (КриМіКо'2009), 20-й (КриМіКо'2010), 21-й (КриМіКо'2011), 23-й (КриМіКо'2013), 24-й (КриМіКо'2014) Міжнародній Кримській конференції «НВЧ техніка та телекомунікаційні технології» (Україна, м.Севастополь, СевНТУ, 12-16 вересня 2005 р, 11-15 вересня 2006 р., 10-14 вересня 2007 р., 14-18 вересня 2009 р, 13-17 вересня 2010 р., 12-16 вересня 2011 р., 8-13 вересня 2013 р., 7-13 вересня 2014 р.); 3-й (РТ-2007), 4-й (РТ-2008), 9-й (РТ-2013) Міжнародній молодіжній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми радіотехніки і телекомунікацій» (Україна, м. Севастополь, СевНТУ, 16-21 квітня 2007 р., 21-25 квітня 2008 р., 22-26 квітня 2013 р.); 1-й (ПТ-2007), 2-й (ПТ-2008), 3-й (ПТ-2009), 5-й (ПТ-2011), 6-й (ПТ-2012), 7-й (ПТ-2013), 8-й (ПТ-2014), 9-й (ПТ-2015), 11-й (ПТ-2017), 12-й (ПТ-2018) Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми телекомунікацій» (Україна, м. Київ, ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, 25-27 квітня 2007 р., 20-23 травня 2008 р., 21-24 квітня 2009 р., 19-22 квітня 2011 р., 24-27 квітня 2012 р., 16-19 квітня 2013 р., 22-25 квітня 2014 р., 21-24 квітня 2015 р., 19-22 квітня 2016 р., 16-20 квітня 2018 р.); 13-й (ПТ-2019) міжнародно-технічній конференції «Перспективи телекомунікацій» (Україна, м. Київ, ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, 15-19 квітня 2019 р.); 4-й та 8-й Міжнародній науково-практичній конференції молодих вчених «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» (Україна, м. Одеса, ОНАЗ ім. О. С. Попова, 30-31 жовтня 2014 р., 14-16 листопада 2018 р.); Міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи (теорія, практика, історія, освіта)» (Україна, м. Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 22-29 лютого 2012 р., 11-15 березня 2013 р., 10-16 березня 2014 р., 20-26 березня 2017 р.); 1-й, 2-й та 7-й Міжнародній науково-практичній конференції «Проблеми телекомунікацій. Наука і технології (PICS&T)» (Україна, м. Харків, ХНУРЕ, 9-11 жовтня 2013 р., 14-17 жовтня 2014 р., м. Київ, Київський університет імені Бориса Грінченка, 8-11 жовтня 2019 р.); Міжнародній конференції з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки UkrMiCo 2016 (Україна, м. Київ, ІТС

КПІ ім. Ігоря Сікорського, 11-15 вересня 2016 р.), UkrMiCo 2018 (Україна, м. Одеса, ОНАЗ ім. О. С. Попова, 11-14 вересня 2018 р.).

Публікації. Основні результати дисертаційного дослідження опубліковані у 89 наукових працях, у тому числі в 22 статтях у наукових фахових виданнях (з них 3 статті у періодичному виданні України, що включено до міжнародної наукометричної бази Scopus та 1 стаття у періодичному виданні іноземної держави, яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку, що включено до міжнародної наукометричної бази Scopus), 1 патенті на винахід, 19 патентах на корисну модель, 47 тезах доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура й обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається із анотації, переліку умовних скорочень, вступу, чотирьох розділів, висновків, списків використаних джерел та 3-х додатків. Загальний обсяг дисертації складає 253 сторінки. Обсяг основної частини дисертації становить 180 сторінок. Робота містить 112 рисунків та 7 таблиць. Список використаних літературних джерел складається з 148 найменувань.

1 АНАЛІЗ ВИКОРИСТАННЯ ПРОСТОРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ПО СФЕРИЧНОМУ ФАЗОВОМУ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ В РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

1.1 Загальне поняття про сферичні електромагнітні хвилі та природу їх виникнення. Фазовий фронт електромагнітної хвилі

Для обґрунтування можливості технічної реалізації просторової обробки сигналів по сферичності (кривизні) фазового фронту ЕМХ в РТС розглянемо теоретичні передумови виникнення поняття «сферичні хвилі».

З курсу технічної електродинаміки відомо [1–3], що рішенням прямої задачі електродинаміки – знаходження векторів електромагнітного поля в довільній точці простору за їх заданими джерелами для лінійного, однорідного та ізотропного середовища є перший інтеграл формули Кірхгофа, що визначає поле, створене в точці спостереження M (рис.1.1,а) джерелами \dot{g} , що розташовані в об'ємі V . При скалярному розв'язанні формула Кірхгофа має вигляд

$$U = \frac{1}{4\pi} \int_V \dot{g} \frac{e^{-j\beta r}}{r} dV + \frac{1}{4\pi} \oint_S \left[\frac{e^{-j\beta r}}{r} \frac{\partial \dot{U}_n}{\partial n} - \dot{U}_n \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \right] dS, \quad (1.1)$$

де r – відстань від джерела до точки спостереження M .

Другий, поверхневий інтеграл в формулі Кірхгофа (1.1) визначає поле, створене в точці M зовнішніми джерелами, які задані функцією U_n поля на поверхні S . При цьому r є відстань від точки на поверхні S до точки спостереження M .

При відсутності зовнішніх джерел поверхневий інтеграл формули Кірхгофа (1.1) рівний нулю, а рішення першого інтегралу на прикладі скалярного потенціалу має вигляд

$$\varphi = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{\dot{\rho}^{cm}}{\epsilon_a} \frac{e^{-j\beta r}}{r} = \frac{\dot{q}}{4\pi\epsilon_a r} e^{-j\beta r}, \quad (1.2)$$

де q – гармонійний заряд з об'ємною густиною ρ в деякому об'ємі V_1 (рис.1.1,б); $e^{-j\beta r}/r$ – функція Гріна, яка характеризує монохроматичну ЕМХ, причому в цій

функції множник $1/r$ характеризує зменшення інтенсивності поля ЕМХ, а множник βr – просторовий набіг фази ЕМХ при її поширенні на відстань r від випромінюючого об'єму.

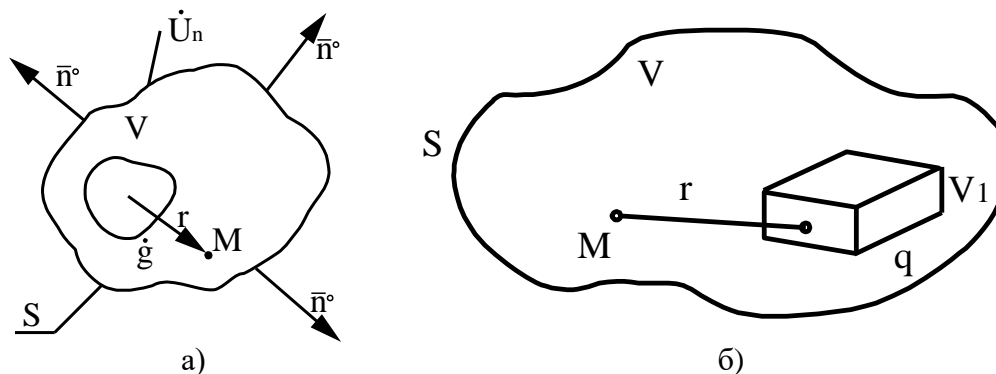


Рисунок 1.1 – а) Випромінюючий об'єм V , що містить джерела \dot{g} , які створюють електромагнітні поля в точці M ; б) Випромінюючий об'єм V_1 , що містить гармонійний заряд q

При розгляді монохроматичних хвиль, сферичною прийнято називати таку хвилю, поверхні рівних фаз якої є концентричними сферами з центром у середині джерела випромінювання (наприклад, вібратора). Поверхню рівних фаз, тобто поверхню, точки якої знаходяться в одній й тій самій фазі прийнято називати *фронтом хвилі, хвильовим фронтом, фазовим фронтом хвилі, хвильовою поверхнею* [1, 4, 5].

Як правило, розрізняють три основні види фазових фронтів монохроматичної ЕМХ: сферичний (рис.1.2,а), циліндричний (рис.1.2,б), плоский (рис.1.2, в).

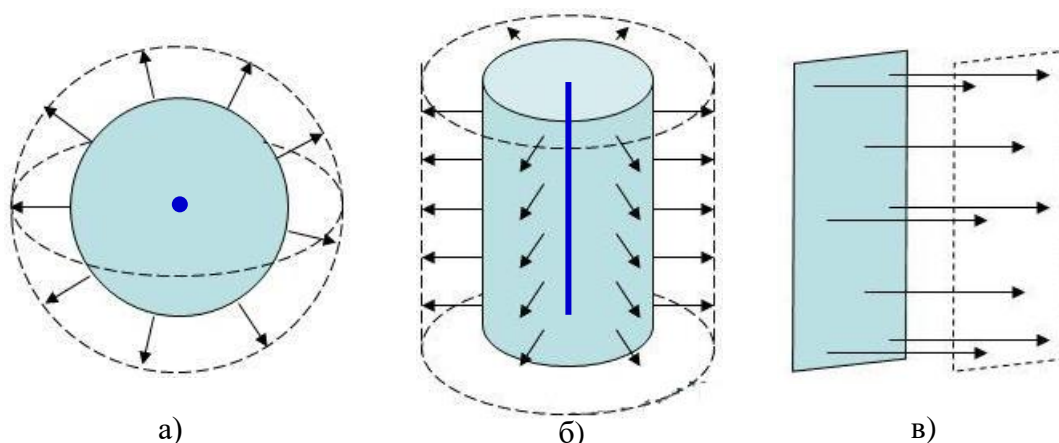


Рисунок 1.2 – Різновиди фазових фронтів ЕМХ: а) сферичний, б) циліндричний, в) плоский

Сферичний фазовий фронт ЕМХ як правила мають точкові джерела випромінювання, циліндричні – лінійні джерела випромінювання. Відповідно до [1], ЕМХ, що створюються будь-якою системою випромінювання, на великій відстані від неї є сферичними. Таким чином, сферичними можна вважати, наприклад, ЕМХ біля поверхні Землі, що випромінюються антеною бортового ретранслятору штучного супутника Землі або ЕМХ, що приймаються антеною радіорелейної станції №1 від антени кореспондуючої з нею радіорелейної станції №2 при умові, що відстань між цими станціями набагато перевищує лінійні розміри антен. У обох випадках передавальну антену можна вважати точковим випромінювачем, оскільки її лінійні розміри набагато менші за довжину траси, що з'єднує станції, які кореспондують.

1.2 Загальні відомості про хвильові зони поширення електромагнітної хвилі

У технічній електродинаміці, антенній техніці та теорії поширення ЕМХ всю область простору, де можуть знаходитися ДРВ з точки зору форми фазового фронту ЕМХ на розкритті приймальної ЛАР можна розділити на три хвильові зони: далеку, проміжну та ближню [1-3] (рис.1.3).

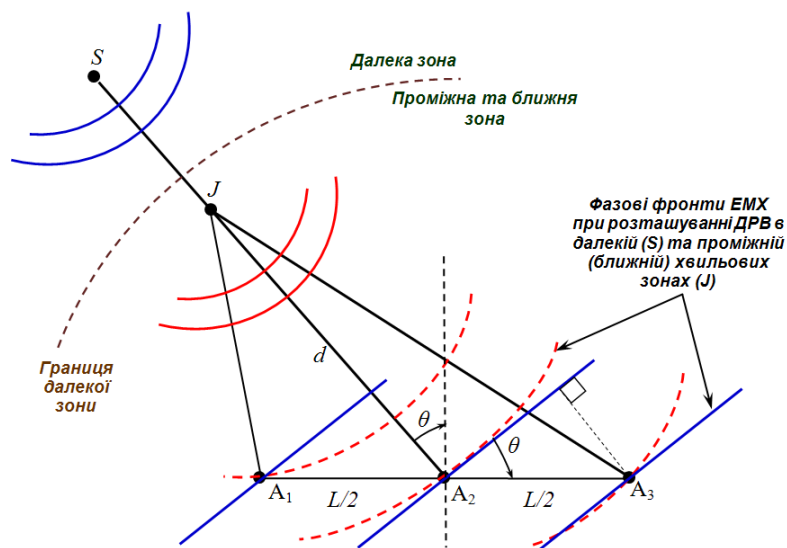


Рисунок 1.3 – Графічне пояснення до розмежування хвильових зон випромінювання

Проміжна зона, що лежить між далекою й ближньою зонами, іноді іменується також зоною Френеля а далека зона – зоною Фраунгофера [5]. Прийнято

вважати [5-7], що ЕМХ від ДРВ, що розташоване у далекій зоні приймальної антени, створює на її розкритті амплітудно-фазовий розподіл із плоским фазовим фронтом, а при розташуванні ДРВ в ближній або проміжній зоні – зі сферичним фазовим фронтом.

Границя далекої зони $R_{д.з}$ відповідно до [5] визначається з умови, що ЕМХ від ДРВ, яке розташоване на цій границі під кутом θ відносно центру приймальної ЛАР, на кінцях її розкриття створює гармонійні коливання, різниця фаз яких не перевищує $\pi/8$ відносно її центру, що відповідає геометричній різниці ходу променів ЕМХ, рівній $\lambda/16$. Або інше визначення : границя далекої зони – це така відстань $R_{д.з}$ від центру передавальної антени в кутовому напрямку випромінювання θ , на якій фазовий зсув гармонійного коливання, яке випромінюється найвіддаленішими точками апертури передавальної ЛАР відносно її центру не перевищує $\pi/8^\circ$. Таким чином, поняття «границя далекої зони» - визначає міру відмінності між плоским і сферичним фазовими фронтами, виражену в одиницях градуса або довжини ЕМХ. Відповідно до вищевказаного, границя далекої зони визначається зі співвідношення [5,6]

$$R_{д.з} = \frac{2L^2 \cos^2 \theta}{\lambda}, \quad (1.3)$$

де λ – довжина хвилі, L – лінійний розмір розкриття (апертури) приймальної антени. θ – напрямок випромінювання, що відраховується відносно вісі (фазового центру) антени.

У свою чергу, границя ближньої зони визначається зі співвідношення [5]

$$R_{б.з} \approx 0,6 \sqrt{\frac{L^3}{\lambda}} \quad (1.4)$$

В межах проміжної зони фазовий фронт ЕМХ є сферичним, а значення ДС антени в довільній точці J цієї зони залежить не тільки від кута θ , але й дальності d (рис.1.3). Тому вважається, що в цій зоні характеристика спрямованості антени не є сформованою (тобто несфокусована), що з практичної точки зору означає відсутність в ній чітко визначених головного та побічних пелюсток, процес формування яких починається при поступовому наближенні до границі далекої зони.

Згідно формул (1.3) та (1.4) на рис.1.4 побудовано графіки залежності границь ближньої та далекої зон від робочої частоти при умові, що лінійний розкрив L приймальної антени змінюється від 1 м до 5 м, а кут надходження ЕМХ від ДРВ $\theta = 0^\circ$.

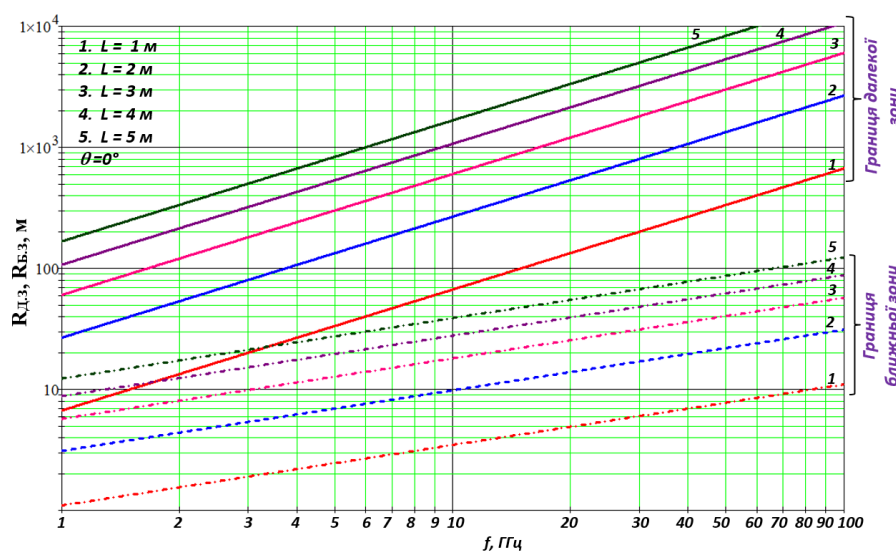


Рисунок 1.4 – Графічне пояснення до розмежування хвильових зон випромінювання

На рис.1.5 представлено графіки залежності границі далекої зони від кута θ для частот $f = 1$ ГГц (лінійні розміри антени $L = 5; 10; 15; 20; 25$ м) та 10 ГГц (лінійні розміри антени $L = 1; 2; 3; 4; 5$ м). З графіків на рис.1.5 видно, що границя далекої зони збільшується при збільшенні розміру L антени та її робочої частоти та зменшується при збільшенні кута θ .

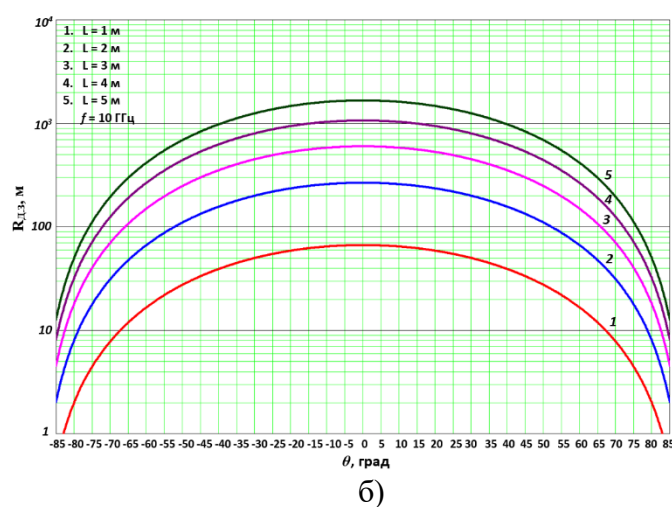
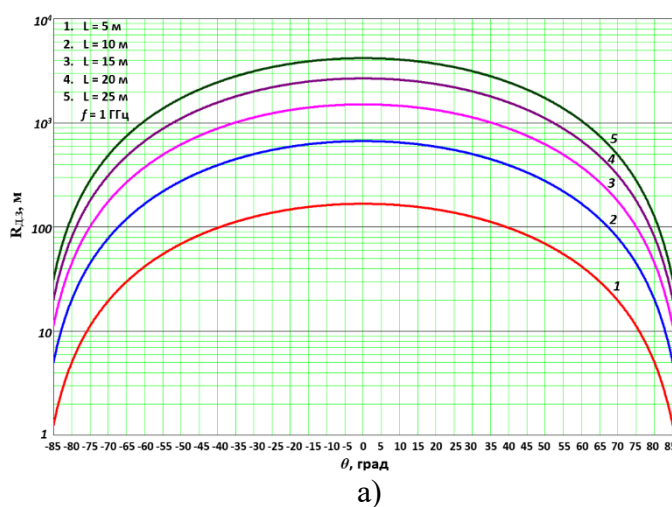


Рисунок 1.5 – Графіки залежності границі далекої зони від кута θ : а) частота $f = 1$ ГГц при $L = 5; 10; 15; 20; 25$ м ; б) $f = 10$ ГГц при $L = 1; 2; 3; 4; 5$ м

1.3 Загальна характеристика областей використання просторової обробки по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі в радіотехнічних системах

У відомих роботах [5, 6, 8-22] показана можливість застосування просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ у різних радіотехнічних системах (у першу чергу радіолокації) з метою розв'язку певного кола науково-технічних завдань: фокусування ЕМХ в проміжну хвильову зону, корекції вагових коефіцієнтів каналів фазованої антенної решітки (ФАР) по опорному ДРВ ближньої зони, просторової селекції сигналу від ДРВ корисного сигналу на фоні ДРВ завад при відсутності кутового рознесення за пеленгом, але наявності рознесення за дальністю, визначення координат ДРВ проміжної зони тощо.

Так, у роботі [5] розглядається питання впливу сферичності фазового фронту ЕМХ на помилки виміру РЛС координат точкових ДРВ при їх розташуванні у проміжній зоні, а також запропоновано алгоритми ПЧОС при активній радіолокації з урахуванням моделі сферичного фазового фронту ЕМХ.

У роботі [6] визначено глибину різкості – протяжність зони фокусування, в межах якої відбувається поступова трансформація сферичного фазового фронту ЕМХ, що випромінюється антеною, в плоский фронт та зворотна трансформація сферичного фронту ЕМХ від ДРВ в плоский при роботі антени в режимі прийому для ЛАР з розкритом L , що сфокусована на різну відстань, у табл.1.1.

Таблиця 1.1 – Глибина різкості при фокусуванні антени на різну фокусну відстань

| № з/п | Фокусна відстань | Глибина різкості |
|-------|------------------|---------------------------------|
| 1 | ∞ | від $R_{д.з}/2$ до ∞ |
| 2 | $R_{д.з}$ | від $R_{д.з}/3$ до ∞ |
| 3 | $R_{д.з}/2$ | від $R_{д.з}/4$ до ∞ |
| 4 | $R_{д.з}/4$ | від $R_{д.з}/6$ до $R_{д.з}/2$ |
| 5 | $R_{д.з}/8$ | від $R_{д.з}/10$ до $R_{д.з}/6$ |

З табл.1.1 видно, що фокусування ЛАР ЕМХ в проміжну зону буде ефективним для випадку, коли точка фокусування знаходиться від антени на відстані, що не перевищує $R_{дз}/4$. У інших випадках, глибина різкості буде простягатися з проміжної зони у нескінченність, тобто у далеку зону. Так наприклад, для передавальної антени, що сфокусована в далеку зону, глибина різкості простирається від $R_{дз}/2$ (гіперфокусна відстань) до нескінченності.

Прикладом практичного застосування просторової обробки по сферичному фазового фронту ЕМХ можна вважати радіолокатор на базі голографічної матриці, який був розроблений для геофізиків в якості інструменту для дослідження криги й практично випробуваний на ряді територій Канади в 1972-1974 р. Вказаний радіолокатор призначений для картографування крижаного покриву товщиною від 0,5 до 5 м і отримав назву HISS (Holographic Ice Surveying System) [10].

Сутність методу обробки даних в радіолокаторі HISS полягає в одночасному фокусуванні передавальної та приймальної антени в одну й ту саму точку. Після фокусування передавальної антени на дану глибину (товщу криги), фокусування приймальної антени змінюється і відбувається селективна обробка лише того сигналу, який відбивається на тій глибині, де фокуси передавальної та приймальної антен співпадають. У міру того як фокуси передавальної та приймальної антен зсуваються вниз, найбільша інтенсивність розсіювання електромагнітних хвиль буде спостерігатися в тому випадку, коли в фокус потрапляють такі об'єкти розсіяння як верхня поверхня, тріщини, нижня поверхня криги. Таким чином, сфокусовані передавальна та приймальна системи працюють аналогічно НВЧ-зонду для пошуку підземних об'єктів, що розсіюють електромагнітні хвилі.

Головна особливість радіолокатору HISS полягає в тому, що вимірювання відстані (дослідження товщини криги) в ньому виконується не по часовій затримці сигналу, як в звичайних радіолокаторах, а за рахунок просторового розподілу розсіяних електромагнітних хвиль НВЧ діапазону. Тому розрізнявальна здатність за дальністю в такому радіолокаторі залежить від розміру апертури антенної решітки радіолокатора, а не від тривалості імпульсу сигналу зондування.

Робота [11] присвячена розробці методу корекції вагових коефіцієнтів ФАР за сигналом зовнішнього ДРВ, що знаходиться у безпосередній близькості від ФАР (в ближній зоні) та має сферичний фронт ЕМХ, необхідність здійснення якої обумовлена нерівністю амплітудно-частотних та фазо-частотних характеристик каналів ФАР.

У робочому режимі, коли ФАР здійснює пеленгацію ДРВ, що розташовані в далекій зоні, коефіцієнти корекції каналів ФАР повинні бути орієнтовані на прийом ЕМХ з плоским фазовим фронтом. При цьому виникає задача розробки такого методу корекції каналів ФАР, при якому по сигналу джерела контрольного випромінювання відбувався б розрахунок коректувальних коефіцієнтів для сигналу з плоским фазовим фронтом ЕМХ. В основі підходу, що пропонується, лежить штучне вирівнювання перед процедурою формування коефіцієнтів корекції сферичного фазового фронту ЕМХ контрольного ДРВ шляхом компенсації відповідного набігу фаз, який обумовлений сферичним фронтом ЕМХ, тобто здійснюється фокусування ФАР в ближню зону на дальність розташування ДРВ контрольного сигналу.

Алгоритм корекції каналів ФАР при наявності сферичності фазового фронту ЕМХ на основі геометричних співвідношень для ЛАР, рис.1.6 має вигляд:

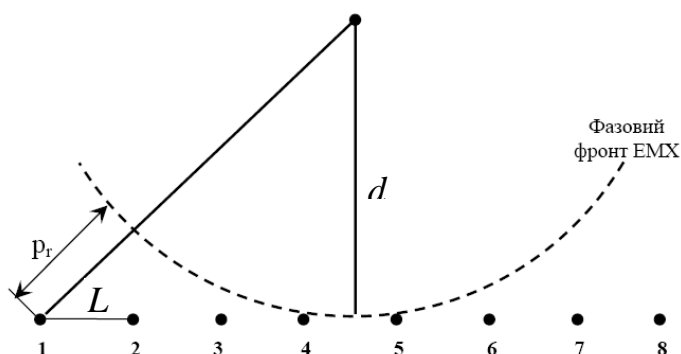


Рисунок 1.6 – До розрахунку фазових співвідношень, які вносяться сферичним фазовим фронтом ДРВ контрольного сигналу

1) вимірюється відстань d до джерела контрольного сигналу в ближній зоні, що розташована на нормалі до ЛАР;

2) розраховуються фазові зсуви $\Delta\varphi_r$ за рахунок сферичності фронту ЕМХ за формулою

$$\Delta\varphi_r = \frac{2\pi}{\lambda} p_r, \quad (1.5)$$

де $p_r = \sqrt{d^2 + \left(r - \frac{N+1}{2}\right)^2 L^2} - d$ згідно з рис.1.6 геометрична різниця ходу ЕМХ між

фазовим центром ФАР та r -им елементом ФАР для парної кількості елементів ФАР; N – кількість парних елементів ФАР; L – міжелементна відстань.

– у кожний момент часу відклик ФАР на контрольний сигнал змінюється за фазою на $\Delta\varphi_r$;

– розраховуються коефіцієнти корекції для сигналів з плоскими хвильовими фронтами ЕМХ.

Автором роботи [12] запропоновано використовувати принцип просторового фокусування ФАР РЛС в ближню або проміжну зону для формування поля Фраунгофера, зазвичай притаманного далекій зоні. При цьому ДС ФАР на дальності фокусування в проміжній зоні має майже таку ж саму форму, як і у випадку її фокусування в далеку зону, що підтверджує результати роботи [6]. Також в роботі [12] показано, що адаптивна просторова режекція ДРВ завади ближньої зони, що діє по бічній пелюстці ДС ФАР, яка сфокусована на дальність розташування цього ДРВ завад, еквівалентна просторовій режекції ДРВ завади далекої зони, що діє по бічній пелюстці ДС ФАР, яка сфокусована в далеку зону.

На рис.1.7 з роботи [12] показано фотографію дослідної установки, що складається з 32-ти лінійної адаптивної ФАР РЛС ($L = 3,58$ м, границя ближньої зони 8,73 м, далекої – 111 м, робоча частота 1,3 ГГц), яка сфокусована в ближню зону та ДРВ завад, яке розташоване на відстані трьох метрів від ФАР, що діє по бічній пелюстці ФАР. На рис.1.8 відображено ДС адаптивної ФАР, яка сфокусована в ближню зону, при дії завади від ДРВ ближньої зони, з шириною смуги частот 1 МГц, які отримані теоретично та шляхом практичних вимірювань.

З рис.1.8 видно, що теоретична ДС адаптивної ФАР та ДС адаптивної ФАР, що отримана шляхом практичних вимірювань, при фокусуванні цієї ФАР в ближню зону, майже ідентичні. Таким чином, фокусування ЕМХ дозволяє виконувати тестування РЛС на завадозахищеність при розташуванні ДРВ завод в проміжній або ближній зоні у безпосередній близькості від ФАР, при чому отримані результати будуть еквівалентні результатам для випадку, що були б отримані при тестуванні ФАР у далекій зоні.

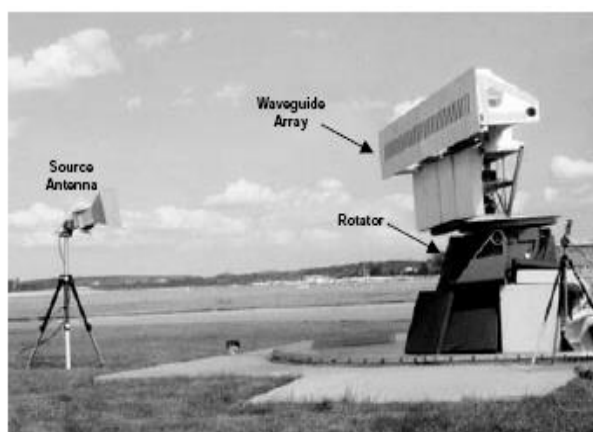


Рисунок 1.7 – Фотографія установки для дослідження завадозахищеності РЛС з адаптивною ФАР, яка сфокусована в ближню зону

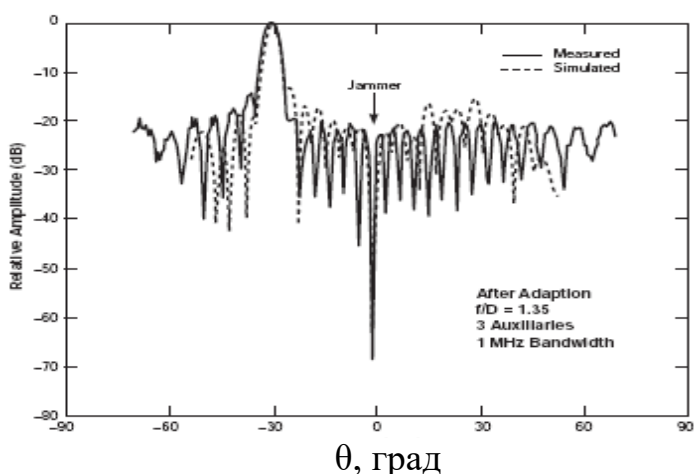


Рисунок 1.8 – ДС адаптивної ФАР, що сфокусована в ближню зону при дії з ближньої зони вузькосмугової завади з шириною смуги частот 1 МГц, які отримані теоретично та шляхом практичних вимірювань

у роботі [13] показана необхідність обов'язкового здійснення операції компенсування сферичності фазового фронту ЕМХ радіосигналу, відбитого від поверхні Землі в приймачі РЛС бічного огляду поверхні Землі із синтезуванням апертури з метою формування гостроспрямованої характеристики спрямованості (ХС) антени, що встановлена на літаку. Така операція у свою чергу дозволяє підвищити точність і якість одержання радіолокаційного знімку об'єктів на поверхні Землі.

За допомогою РЛС бічного огляду звичайно ведеться спостереження смуги земної поверхні, ширина якої по дальності визначається значенням $R_{0\max} - R_{0\min}$. При цьому потрібно робити фокусування на кожну точку цього діапазону дальностей від

$R_{0\min}$ до $R_{0\max}$. Послідовне приймання сигналів здійснюється антеною з малим розкритом діаметром d_a , що встановлена на літаку при бічному огляді простору (рис.1.9, а). Кожне послідовне положення літака, де проводиться випромінювання й приймання імпульсних сигналів, відповідає одному елементу еквівалентної синтезованої антени. Прийняті реальною антеною відбиті сигнали запам'ятовуються в пристрої пам'яті з урахуванням їх амплітуди й фази (рис.1.9,б).

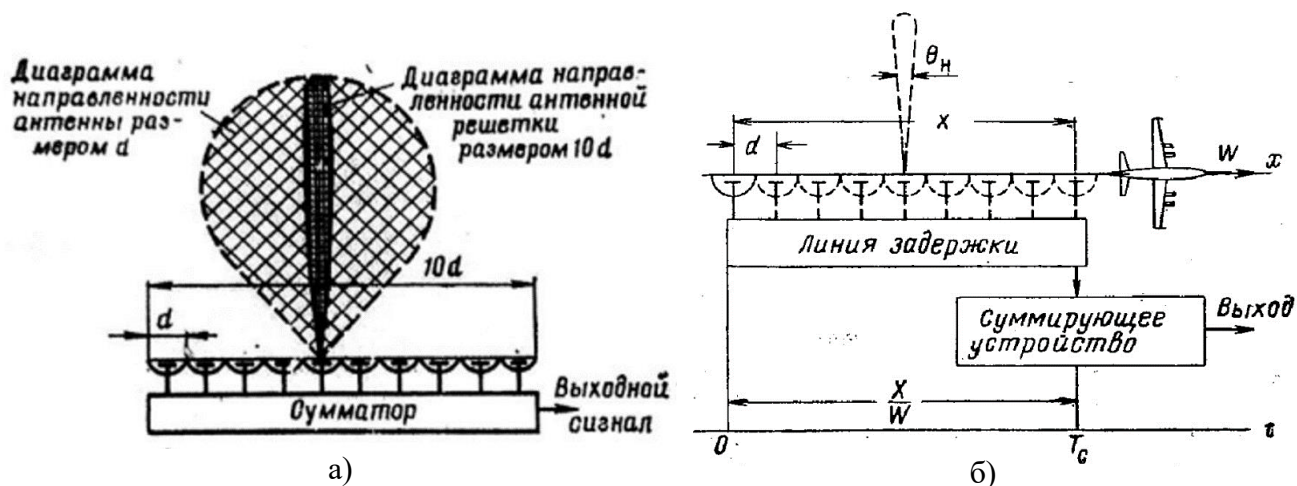


Рисунок 1.9 – ЛАР (а) та еквівалентна їй синтезована антена (б)

Якщо при постійній дальності до джерела випромінювання R_0 збільшувати розміри розкриття синтезованої апертури, тобто $X > X_{\max} = \sqrt{\frac{R_0 \lambda}{2}}$, то фазовий фронт електромагнітної хвилі на розкритті такої апертури вже не можна вважати плоским, тобто його необхідно розглядати вже як сферичний.

Розмір штучного розкриття оптимальної РЛС, обумовлений лінійною шириною променя θ_0 реальної антени, змінюється пропорційно дальності, тобто

$$X = \theta_0 R, \quad (1.6)$$

де $\theta_0 = \lambda/d_a$ – ширина діаграми спрямованості реальної антени діаметром d_a .

Для компенсації на розкритті синтезованої апертури затримок по фазі, обумовлених сферичністю фронту ЕМХ, закон зміни фази сигналу в точці розкриття з координатою x відносно центру розкриття антени повинен мати вигляд

$$\varphi_r(x) = -\frac{\pi x^2}{\lambda R_0}. \quad (1.7)$$

Крім компенсації просторового запізнювання, обумовленого сферичністю фронту електромагнітної хвилі, слід ураховувати, що сигнали від кожної точки синтезованого розкриву надходять на вхід пристрою обробки послідовно в часі, тобто має місце часове запізнювання, обумовлене поступальним рухом літака, на якому встановлена РЛС. Необхідний час затримки прийнятих сигналів для забезпечення фокусування синтезованого розкриву антени

$$\tau_{\Sigma}(x) = \tau_i(x) + \tau_r(x) = -\frac{x}{W} - \frac{x^2}{2cR_0}, \quad (1.8)$$

де $\tau_i(x)$ – складова затримки, що обумовлена поступальним рухом літака зі швидкістю W ; $\tau_r(x)$ – складова затримки, обумовлена сферичністю фазового фронту ЕМХ.

Кутова роздільна здатність РЛС із сфокусованим штучним розкритвом антени визначається як

$$\theta_u = \frac{\lambda}{2X} = \frac{d_a}{2R_0} \quad (1.9)$$

Лінійна роздільна здатність по азимуту визначається виразом

$$\delta x = \theta_u R_0 = \frac{d_a}{2}. \quad (1.10)$$

Таким чином, РЛС із сфокусованим штучним розкритвом дозволяє одержати лінійну роздільну здатність по азимуту, що дорівнює $d_a/2$, яка не залежить від дальності до цілі й довжини хвилі сигналу зондування. Роздільна здатність таких РЛС збільшується зі зменшенням розміру реальної антени.

Отже, врахування сферичності фазового фронту ЕМХ відіграє значну роль у підвищенні роздільної здатності РЛС бічного огляду земної поверхні.

У роботі [9] вперше зроблено спробу теоретичного аналізу просторової селекції (дискримінації) сигналу по сферичному фронту ЕМХ, ДРВ якого розташоване в проміжній хвильовій зоні на фоні однієї завади, ДРВ якої розташоване в далекій зоні та навпаки, коли ДРВ корисного сигналу розташоване в далекій хвильовій зоні, а ДРВ завади – в проміжній зоні при співпадінні пеленгів $\beta_C = \beta_3 = 0^\circ$ ДРВ корисного сигналу та завади при застосуванні 3-х елементної

РЛАР. Аналіз роботи [9] показує, чим сильніше відмінності у сферичності фазових фронтів ЕМХ завади та корисного сигналу, кількісно оцінюваних величиною фазового зсуву несучого коливання між крайнім і центральним антенними елементами РЛАР, тим меншого ослаблення зазнає корисний радіосигнал при придушенні завади, причому ступінь придушення завади тим вищий, чим більше відношення завада/сигнал в каналі РЛАР. При цьому вплив ефектів багатопроменевого поширення радіохвиль і вплив неоднорідностей середовища поширення не бралися до уваги.

У роботі [14] показано, що для джерела зворотного випромінювання або власного радіовипромінювання, що знаходиться у ближній зоні по відношенню до апертури приймальної антени, фазовий розподіл уздовж розкриву антени відповідно до рис.1.10 може бути представлений квадратичним наближенням співвідношенням виду

$$\varphi(x) = \varphi_0(x) + \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R(x, \alpha, r) = \varphi_0(x) - \frac{2\pi}{\lambda} x \sin \alpha + \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x^2 \cos^2 \alpha}{2r}, \quad (1.11)$$

де $\varphi_0(x)$ – деякий початковий фазовий розподіл, обумовлений впливом апаратурних факторів (випадковість розташування фазових центрів, випадковість фазових характеристик трактів), який характеризується великою часовою стійкістю (яка в свою чергу визначає просторову когерентність ЕМХ) і який може бути завчасно виміряний та скомпенсований; $\frac{2\pi}{\lambda} x \sin \alpha$ – доданок, що характеризує нахил фазового фронту ЕМХ відносно апертури антени; $\frac{2\pi}{\lambda} \frac{x^2 \cos^2 \alpha}{2r}$ – доданок, що обернено пропорційний відстані r до ДРВ і який характеризує сферичність фазового фронту ЕМХ.

При розташуванні ДРВ в далекій зоні сферичність фазового фронту ЕМХ вельми незначна і тому вона фактично не впливає на точність визначення нахилу, оскільки при великому віддаленні фазовий фронт ЕМХ прийнято вважати плоским. Однак при розташуванні ДРВ в ближній або проміжній зоні сферичність фазового

фронту ЕМХ залишається значною і викликаний нею набіг фази стає сумірним зі значеннями набігу фази, що обумовлений його нахилом.

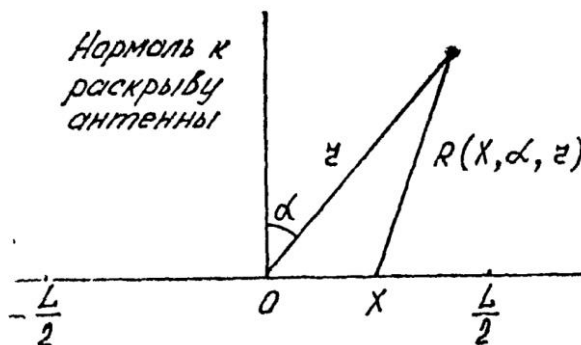


Рисунок 1.10 – До питання про сферичність фазового фронту ЕМХ

При фіксації за допомогою відповідної обробки суми та різниці фазових розподілів φ_1 та φ_2 у обраних точках (наприклад $-x_0$ та x_0) апертури приймальної антени, в роботі [14] отримано співвідношення, які вказують на те, що різниця фаз є інформативною відносно кута α нахилу фазового фронту ЕМХ, а сума фаз – відносно відстані r до ДРВ

$$\varphi_1(-x_0) - \varphi_2(x_0) = \frac{2\pi}{\lambda} x_0 \sin \alpha, \quad \varphi_1(-x_0) + \varphi_2(x_0) = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{x_0^2 \cos^2 \alpha}{2r}. \quad (1.12)$$

Вказана особливість поведінки фазового фронту ЕМХ відкриває унікальну можливість – можливість визначення відстані до ДРВ по сферичності фазового фронту ЕМХ при використанні монохроматичного сигналу.

У роботах [15, 16] запропоновано та описано принцип дії пристрою вимірювання параметрів фазового фронту ЕМХ від ДРВ, розташованого в ближній зоні, що складається з ФАР прохідного типу, дзеркальної параболічної антени, розміщеної після ФАР з блоком з 3-х рецепторів в її фокусі, 3-х вимірювальних каналів, підключених з одного боку до рецепторів, а з іншого боку до виконавчого пристрою. Пристрій вимірювання параметрів фазового фронту ЕМХ призначений для вимірювання амплітудним методом трьох сигналів помилки, амплітудні значення двох з яких пропорційні відповідно нахилу фазового фронту ЕМХ у двох площинах (азимутальній та кутомісній), а третього – його сферичності. Недоліком запропонованого технічного рішення є відсутність кінцевих аналітичних співвідношень, за допомогою яких можна було б розрахувати та оцінити пеленг

(азимут), кут місця ДРВ та дальність до нього, а також опису алгоритму керування фазообертачами ФАР, що призначені для перетворення сферичного фронту ЕМХ ДРВ у плоский фронт ЕМХ.

У роботі [17] запропоновано та описано пристрій вимірювання параметрів фронту ЕМХ методом фазового миттєвого порівняння сигналів, структурна схема якого зображена на рис.1.11.

Відповідно до рис.1.11 пристрій вимірювання параметрів фазового фронту ЕМХ містить три приймальні антени 1,2,3, генератор проміжної частоти 4, фазообертач 5, пристрої віднімання 6, 11, 12, 15, суматори 7, 13, 14, 16, змішувачі 8, 9,17,18, фазові детектори 10,19.

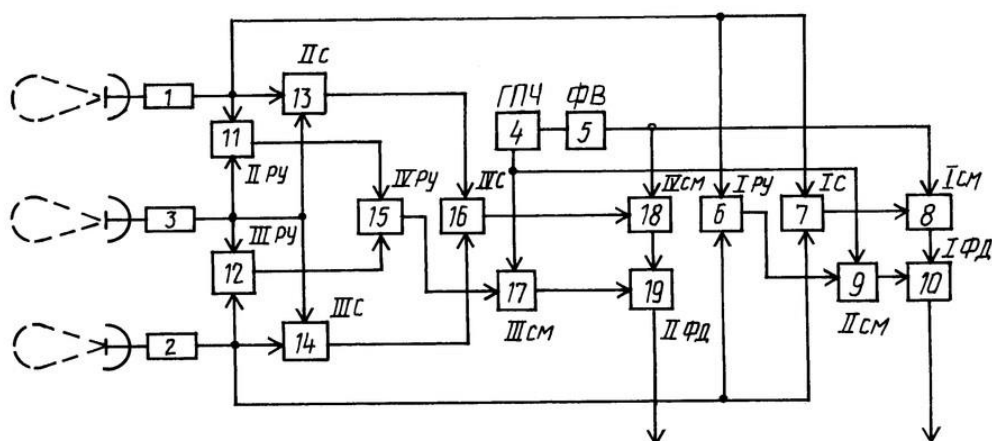


Рисунок 1.11 – Структурна схема пристрою вимірювання параметрів фазового фронту ЕМХ методом фазового миттєвого порівняння сигналів

За рахунок додавання третьої антени, подвійної сумарної та подвійної різницевої обробки сигналу, що приймається, можливим стає визначення набігу фази, обумовленого сферичністю фазового фронту ЕМХ. Отже, стає можливим безпомилкове вимірювання нахилу фронту ЕМХ при знаходженні ДРВ як у ближній, так й у далекій зоні. Крім того, вимірювання сферичності хвильового фронту дозволяє визначити дальність до ДРВ, що разом з вимірюванням нахилу фронту ЕМХ дозволяє вирішити завдання з визначення місцеположення ДРВ та фокусування НВЧ енергії в задану область.

У роботах [18-22, 72] також запропоновано можливі варіанти визначення координат ДРВ, розташованого в проміжній зоні антенної решітки системи пасивної локації по сферичному фазовому фронту ЕМХ.

Висновки до розділу 1

1. Проведений аналіз публікацій показує інтерес зі сторони наукової спільноти до питань ПЧОС по сферичному фазовому фронту ЕМХ для вирішення ряду практичних задач, в першу чергу визначення координат розташування ДРВ в проміжній хвильовій зоні, фокусування енергії ЕМХ в проміжну зону з метою корекції вагових коефіцієнтів каналів ФАР РЛС та вимірювання її параметрів в умовах адаптації до впливу навмисних завад, просторової селекції сигналу при умові відсутності кутового рознесення між ДРВ сигналу проміжної/далекої зони та ДРВ завади далекої/проміжної зони для таких радіотехнічних систем як системи пасивної радіолокації та пеленгації.

2. Для фазового способу визначення координат невирішеною залишається задача знаходження координат місцезнаходження джерела радіовипромінювання по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі, особливо кількох джерел радіовипромінювання, розташованих як в проміжній так й у далекій зоні, а також задача просторової селекції по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі корисного сигналу на фоні завади, джерела радіовипромінювання яких знаходяться на одному пеленгу, але в різних хвильових зонах, особливо при їх розташуванні в проміжній зоні. Саме вирішенню цих задач й буде присвячено наступні розділи дисертації.

2 ФАЗОВИЙ МЕТОД ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ МІСЦЕПОЛОЖЕННЯ ДЖЕРЕЛА РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ПРОМІЖНОЇ ЗОНИ ПО СФЕРИЧНОМУ ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ

2.1 Короткий огляд відомих методів просторової обробки для пеленгації та визначення координат місцеположення джерел радіовипромінювання

У таких радіотехнічних системах, як системи радіонавігації, радіолокації, радіомоніторингу, радіоелектронної боротьби в якості просторових координат місцеположення ДРВ часто використовують пеленг (азимут), кут місця ДРВ та дальність до нього, що вимірюються відносно координат пункту розташування вимірювальної станції з подальшим їх перерахунком при необхідності в географічні координати (широта, довгота) ДРВ. Під пеленгом ДРВ мають на увазі кутовий напрямок на ДРВ ЕМХ, визначений у процесі радіопеленгації. Радіопеленгацією (радіопеленгуванням) називається процес визначення пеленгу на ДРВ ЕМХ [23, 24, 54, 55, 56, 57].

У більшості випадків пеленгація здійснюється лише в азимутальній площині, рідше – в кутомірній площині. В азимутальній площині пеленг визначається як кут між меридіаном, що проходить через точку спостереження (на практиці – напрямком на північ) і напрямком приймання радіохвилі від ДРВ. У кутомірній площині – це кут між дотичною до земної кулі в точці спостереження та напрямком приймання радіохвилі від ДРВ.

За допомогою одного радіопеленгатора можна визначити лише пеленг ДРВ. Для визначення географічних координат місцезнаходження ДРВ потрібно, що найменше, два радіопеленгатори. У цьому разі місце просторове розташування ДРВ визначається як місце перетину пеленгів, що визначені окремими радіопеленгаторами, що розташовані в різних територіально рознесених пунктах з відомими координатами. Такий метод визначення координат місцезнаходження ДРВ називається тріангуляційним [24, 54, 55].

У загальному випадку пеленгація ДРВ реалізується із застосуванням двох основних методів: амплітудного та фазового [57, 58].

Амплітудний метод пеленгації базується на аналізі амплітуди (рівня) прийнятого сигналу при переміщенні антени в азимутальній та/або кутомірній площині. Переміщення антени здійснюється шляхом її обертання або сканування в певному секторі кутів за азимутом чи кутом місця. Існує три основні різновиди амплітудного методу: за максимумом амплітуди, за мінімумом амплітуди (різницевий метод) та рівносигнальний метод. При пеленгуванні ДРВ амплітудним методом зазвичай використовуються антени з вузькими діаграмами спрямованості.

Фазовий метод пеленгації базується на аналізі зміни або розподілі фаз сигналів, прийнятих елементами пеленгаторної антени. До фазових методів також належать доплерівський, квазідоплерівський, кореляційно-фазовий, інтерферометричний, кореляційно-інтерферометричний методи пеленгації. Найхарактернішою загальною рисою переважної більшості конструкцій пеленгаторних антен із застосуванням фазового методу є те, що, по-перше, вони нерухомі, а по-друге, вони складаються з двох або більшої кількості ненаправлених антен. Винятком з цього правила є доплерівські радіопеленгатори [57,58].

Розглянуті вище методи пеленгації на практиці зазвичай застосовуються для визначення пеленгів ДРВ, що розташовані в далекій хвильовій зоні антени радіопеленгатора, створюючи на її розкритті плоский фазовий фронт ЕМХ.

При знаходженні ДРВ в проміжній зоні антени радіопеленгатора, наприклад системи радіомоніторингу, через наявність сферичного фазового фронту ЕМХ від цього ДРВ при використанні в якості антени пеленгатора лінійної антенної решітки з'являється можливість визначення не тільки пеленга ДРВ, але й відстані до нього. Тому розглянемо теоретичні основи фазового методу визначення координат (пеленг, дальність) ДРВ по сферичному фазовому фронту ЕМХ від ДРВ при застосуванні лінійної розрідженої антенної решітки [41], а також варіанти реалізації фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат одного ДРВ на їх основі [38, 40, 42, 43, 44, 45, 46, 49, 52, 53].

2.2 Фазовий метод визначення координат місцеположення одного джерела радіовипромінювання проміжної зони по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

2.2.1 Теоретичні співвідношення для визначення координат джерела радіовипромінювання по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

Суть фазового методу визначення координат (в першу чергу пеленга та дальності) ДРВ, що розробляється, полягає у використанні фізичного явища сферичності фазового фронту ЕМХ на розкриві РЛАР, яке проявляється у вигляді нелінійної аналітичної залежності фазового зсуву між сусідніми елементами РЛАР від пеленга ДРВ та дальності до ДРВ, відповідно для визначення пеленга ДРВ та дальності до ДРВ при його розташуванні в області Френеля приймальної антени РТС.

Розглянемо РЛАР, що складається в загальному випадку з N ідентичних елементів, розташованих на одній осі й на неоднакових відстанях (базах) один від одного, що дозволяє усунути неоднозначність фазових відліків. З метою спрощення розглянемо спочатку 3-х елементну РЛАР, що є найпростішою з антенних систем, яка дозволяє врахувати сферичність фронту ЕМХ у горизонтальній площині [9]. Джерело випромінювання (точка S) вважаємо розташованим на деякому пеленгу β в одній площині з РЛАР, як показано на рис.2.1. Відзначимо, що подібного роду завдання вже вирішено [23, 24, 25] за допомогою різницево-далекомірного методу при визначенні координат на борту повітряного судна за допомогою трьох жорстко синхронізованих по випромінюванню наземних опорних станцій, бази яких відносно центральної станції повинні бути орієнтовані під кутом одна до одної. Однак у даному випадку за допомогою фазового методу визначаються координати рухомого ДРВ гармонійного сигналу не на борту об'єкта, де розташоване ДРВ, а в наземних пунктах, у яких розташовано три приймачі, що перебувають на одній лінії.

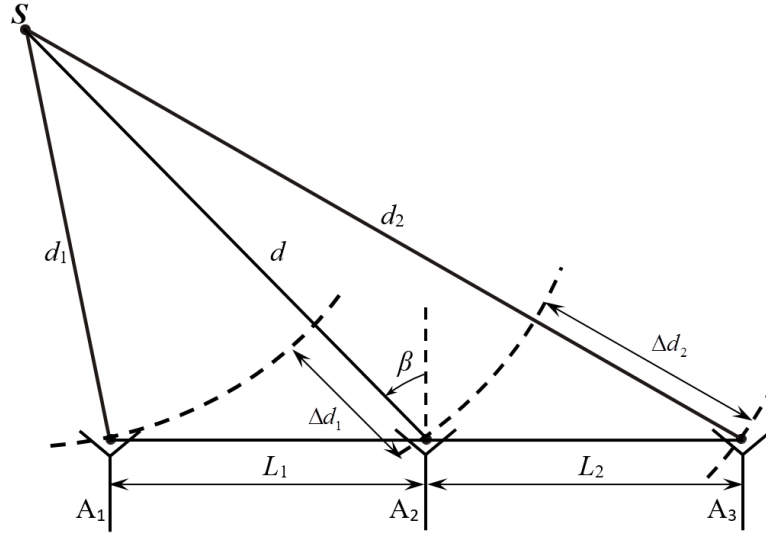


Рисунок 2.1 – Лінійна трьохелементна розріджена АР

Трьохелементна конфігурація РЛАР дозволяє ввести інформаційний параметр подвійну різницю фаз [9, 26, 27] $\Delta\Delta\phi$, котрий, як буде показано нижче, по-перше, пов'язаний з відстанню до ДРВ, що закладена в сферичності фронту ЕМХ, і, по-друге, дозволяє розширити діапазон однозначного вимірювання координат фазовими методами. Для цього знайдемо різницю між різницями фаз сигналів другої (A_2, A_3) і першої (A_1, A_2) антенних пар

$$\Delta\Delta\phi = \Delta\phi_2 - \Delta\phi_1, \quad (2.1)$$

де $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2$ – різниці фаз сигналів в першій (A_1, A_2) і другій (A_2, A_3) антенних парах відповідно.

У свою чергу, на підставі рис.2.1 можна показати, що

$$d_1 = \sqrt{L_1^2 + d^2 - 2L_1d\sin\beta} \quad (2.2)$$

$$d_2 = \sqrt{L_2^2 + d^2 + 2L_2d\sin\beta} \quad (2.3)$$

$$\Delta d_1 = d - d_1 \quad (2.4)$$

$$\Delta d_2 = d_2 - d \quad (2.5)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{2\pi\Delta d_1}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(d - \sqrt{L_1^2 + d^2 - 2L_1d\sin\beta} \right), \quad (2.6)$$

$$\Delta\phi_2 = \frac{2\pi\Delta d_2}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{L_2^2 + d^2 + 2L_2d\sin\beta} - d \right), \quad (2.7)$$

де Δd_1 , Δd_2 – різниці ходу променів між першим і другим та другим і третім елементами РЛАР; λ – довжина хвилі.

Варто відмітити, що для випадку розташування ДРВ в далекій зоні, тобто при умові $d \rightarrow \infty$ з (2.6) та (2.7) отримаємо відоме [60, 71] співвідношення для фазового зсуву при плоскому фазовому фронті РЛАР

$$\Delta\varphi_1 = \lim_{d \rightarrow \infty} \frac{2\pi\Delta d_1}{\lambda} = \frac{2\pi L_1 \sin\beta}{\lambda}, \quad \Delta\varphi_2 = \lim_{d \rightarrow \infty} \frac{2\pi\Delta d_2}{\lambda} = \frac{2\pi L_2 \sin\beta}{\lambda} \quad (2.8)$$

Перетворимо рівняння (2.6) і (2.7) у такий спосіб

$$\frac{4\pi^2}{\lambda^2} (L_1^2 + d^2 - 2L_1 d \sin\beta) = \left(\frac{2\pi d}{\lambda} - \Delta\varphi_1 \right)^2 \quad (2.9)$$

$$\frac{4\pi^2}{\lambda^2} (L_2^2 + d^2 + 2L_2 d \sin\beta) = \left(\frac{2\pi d}{\lambda} + \Delta\varphi_2 \right)^2 \quad (2.10)$$

Розкриваючи дужки в рівняннях (2.9)-(2.10), виразивши добуток $d \sin\beta$ в обох рівняннях відносно інших параметрів та прирівнюючи перетворені рівняння, отримаємо

$$-\frac{1}{L_1} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi^2} \left(\frac{2\pi d}{\lambda} - \Delta\varphi_1 \right)^2 - L_1^2 - d^2 \right) = \frac{1}{L_2} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi^2} \left(\frac{2\pi d}{\lambda} + \Delta\varphi_2 \right)^2 - L_2^2 - d^2 \right). \quad (2.11)$$

Шукана дальність до ДРВ після вирішення рівняння (2.11) дорівнюватиме

$$d = \frac{4\pi^2 L_1 L_2 (L_1 + L_2) - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 L_2 + \Delta\varphi_2^2 L_1)}{4\pi\lambda (\Delta\varphi_2 L_1 - \Delta\varphi_1 L_2)} \quad (2.12)$$

У окремому випадку, при $L_1 = L_2 = L$ рівняння (2.12) перетворюється до вигляду

$$d = \frac{8\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{4\pi\lambda \Delta\Delta\varphi} \quad (2.13)$$

З іншого боку, розкриваючи дужки й складаючи разом рівняння (2.9) і (2.10), одержимо

$$\frac{4\pi^2}{\lambda^2} (L_1^2 + L_2^2) + \frac{8\pi^2}{\lambda^2} d (L_2 - L_1) \sin\beta = (\Delta\varphi_1)^2 + (\Delta\varphi_2)^2 - \frac{4\pi d}{\lambda} (\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2) \quad (2.14)$$

З урахуванням виразу (2.1) остаточно одержимо, що відстань до ДРВ

$$d = \frac{4\pi^2 (L_1^2 + L_2^2) - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{4\pi\lambda \Delta\Delta\varphi - 8\pi^2 (L_2 - L_1) \sin\beta} \quad (2.15)$$

У окремому випадку, при $L_1 = L_2 = L$ рівняння (2.15) перетворюється у (2.13).

Подібним чином, віднімаючи з рівняння (2.10) рівняння (2.9) маємо

$$\frac{4\pi^2}{\lambda^2}(L_2^2 - L_1^2) + \frac{8\pi^2}{\lambda^2}(L_2 + L_1)d \sin \beta - \frac{4\pi}{\lambda}d(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) = (\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_1)\Delta\Delta\varphi. \quad (2.16)$$

Знаходячи розв'язок рівняння (2.16) відносно d , одержимо ще одну формулу для обчислення відстані

$$d = \frac{\lambda^2(\Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_1)\Delta\Delta\varphi - 4\pi^2(L_2^2 - L_1^2)}{4\pi[2\pi(L_2 + L_1)\sin \beta - \lambda(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)]}, \quad (2.17)$$

або при $L_1 = L_2 = L$

$$d = \frac{\lambda^2\Delta\Delta\varphi \cdot (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)}{4\pi(4\pi L \sin \beta - \lambda(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2))} \quad (2.18)$$

У свою чергу, виходячи з виразів (2.1), (2.4), (2.5), можна записати

$$\Delta\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(\Delta d_2 - \Delta d_1) = \frac{2\pi}{\lambda}(d_1 + d_2 - 2d) \quad (2.19)$$

Оскільки в РТС у реальних умовах завжди виконується $L_i \ll d$, то виконаємо розкладання виразів (2.2) і (2.3) у ряд Маклорена по ступенях L_i/d

$$d_1 \approx d - L_1 \sin \beta + \frac{L_1^2}{2d} \cos^2 \beta + \frac{L_1^3}{2d^2} \cos^2 \beta \sin \beta + \frac{L_1^4}{8d^3} \cos^2 \beta (5 \sin^2 \beta - 1) + \frac{L_1^5}{8d^4} \cos^2 \beta \sin \beta (7 \sin^2 \beta - 3) + \dots \quad (2.20)$$

$$d_2 \approx d + L_2 \sin \beta + \frac{L_2^2}{2d} (\cos \beta)^2 - \frac{L_2^3}{2d^2} \cos^2 \beta \sin \beta + \frac{L_2^4}{8d^3} \cos^2 \beta (5 \sin^2 \beta - 1) - \frac{L_2^5}{8d^4} \cos^2 \beta \sin \beta (7 \sin^2 \beta - 3) + \dots \quad (2.21)$$

На рис. 2.2 відповідно до (2.19) показано графіки залежності різниці різниць фаз $\Delta\Delta\varphi$ для лінійної 3-х елементної РЛАР при $L_1 = L_2 = 100\lambda$ для $\beta=0^\circ$ (рис.2.2,а) та $\beta=30^\circ$ (рис.2.2,б) на частоті $f = 3$ ГГц ($\lambda = 0,1$ м) без урахування (крива 1) та з урахуванням кількості членів розкладання (2.20)-(2.21) в ряд Маклорена (криві 2,3,4). Границя далекої зони у даному випадку дорівнює $R_{д.з} = 2$ км. Аналіз кривих на рис.2.1а показує, що починаючи з відстані від РЛАР до ДРВ, що перевищує $d = 2L_1 = 0,01R_{д.з} = 20$ м, всі криві для параметру $\Delta\Delta\varphi$ співпадають одна з одною. Це означає, що для подальшого отримання наближених формул для розрахунку пеленга β та дальності до ДРВ d доцільно у виразах (2.20)-(2.21) обмежитися лише першими трьома членами ряду, тобто використати квадратичне наближення.

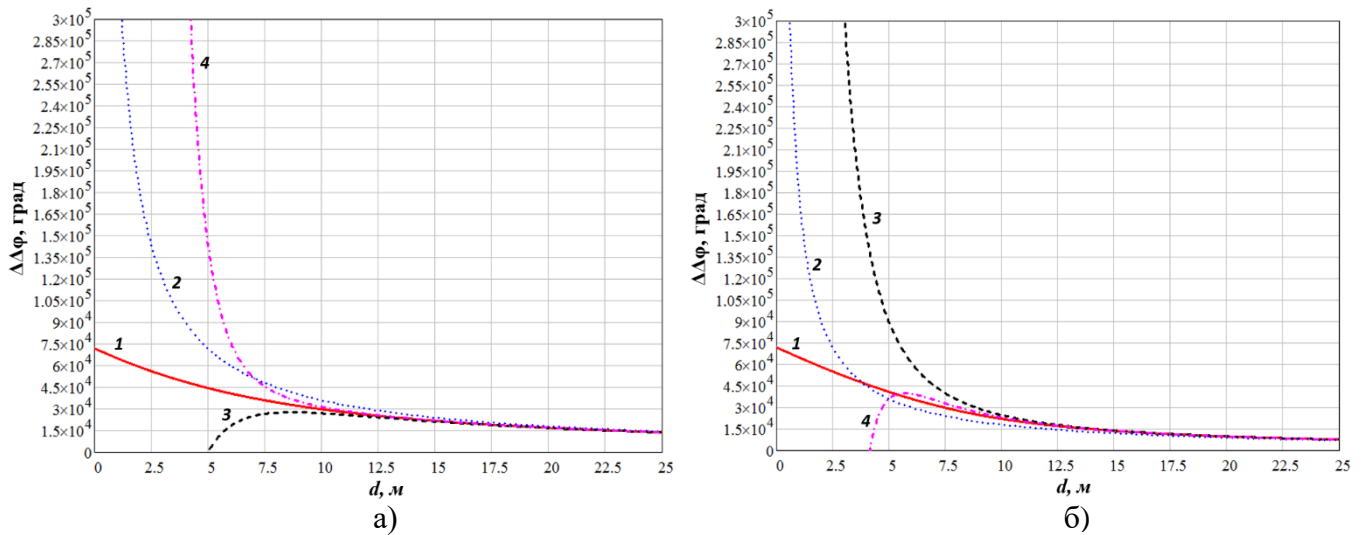


Рисунок 2.2 – Графіки залежності різниці різниць фаз $\Delta\Delta\phi$ для лінійної 3-х елементної АР при $L_1 = L_2 = 100\lambda$ для $\beta=0^\circ$ (а) та $\beta=30^\circ$ на частоті $f = 3$ ГГц (б) при врахуванні різної кількості членів розкладання в ряд Маклорена 1) без розкладання; 2) $n = 3$; 3) $n = 5$; 4) $n = 7$

Обмежуючись для проміжної зони лише першими трьома членами цього розкладання, одержимо, що [5, 26]

$$d_1 \approx d - L_1 \sin \beta + \frac{L_1^2}{2d} (\cos \beta)^2 \quad (2.22)$$

$$d_2 \approx d + L_2 \sin \beta + \frac{L_2^2}{2d} (\cos \beta)^2 \quad (2.23)$$

Тоді підставляючи вирази (2.22) і (2.23) у вираз (2.19) маємо

$$\Delta\Delta\phi \approx \frac{\pi}{\lambda d} (\cos \beta)^2 (L_1^2 + L_2^2) + 2\pi(L_2 - L_1) \sin \beta \quad (2.24)$$

Звідки видно, що шукана дальність до ДРВ проміжної зони при $L_i \ll d$, $i = 1..2$, складе

$$d \approx \frac{\pi(L_1^2 + L_2^2)(\cos \beta)^2}{\lambda \Delta\Delta\phi - 2\pi(L_2 - L_1) \sin \beta}, \quad (2.25)$$

або в окремому випадку при $L_1 = L_2 = L$

$$d \approx \frac{2\pi (L \cos \beta)^2}{\lambda \Delta\Delta\phi}, \quad (2.26)$$

тобто збігається з наближеним виразом, отриманим в роботі [27, 41, 50, 51].

Для знаходження пеленга ДРВ прирівнюємо між собою рівняння (2.15) і (2.17).

Тоді

$$\beta = \arcsin \left\{ \frac{\lambda[4\pi^2(L_1^2\Delta\varphi_2 + L_2^2\Delta\varphi_1) - \lambda^2\Delta\varphi_1\Delta\varphi_2(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)]}{2\pi[4\pi^2(L_1^2L_2 + L_2^2L_1) - \lambda^2(\Delta\varphi_1^2L_2 + \Delta\varphi_2^2L_1)]} \right\}, \quad (2.27)$$

або в окремому випадку при $L_1 = L_2 = L$

$$\beta = \arcsin \left(\frac{\lambda(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)[8\pi^2L^2 - 2\lambda^2\Delta\varphi_1\Delta\varphi_2]}{4\pi L(8\pi^2L^2 - \lambda^2(\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2))} \right) \quad (2.28)$$

З іншого боку, прирівнюючи рівняння (2.13) і (2.26) одержимо, що при $L \ll d$, $i = 1..2$, справедлива наступна формула для обчислення пеленга ДРВ

$$\beta \approx \arccos \left(\frac{1}{2\pi L} \sqrt{\frac{8\pi^2L^2 - \lambda^2(\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{2}} \right) \quad (2.29)$$

Крім того, на підставі формул (2.6) і (2.7), а також (2.22) і (2.23) можна записати, що

$$\Delta\varphi_1 \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left(L_1 \sin \beta - \frac{L_1^2}{2d} (\cos \beta)^2 \right), \quad \Delta\varphi_2 \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left(L_2 \sin \beta + \frac{L_2^2}{2d} (\cos \beta)^2 \right). \quad (2.30)$$

Тоді, виразивши добуток $\cos^2 \beta / 2d$ в обох рівняннях (2.30) відносно інших параметрів та прирівнюючи перетворені рівняння, отримаємо

$$L_2^2 \left(L_1 \sin \beta - \frac{\lambda}{2\pi} \Delta\varphi_1 \right) = L_1^2 \left(\frac{\lambda}{2\pi} \Delta\varphi_2 - L_2 \sin \beta \right). \quad (2.31)$$

Вирішуючи рівняння (2.31) одержимо наближену формулу для визначення пеленга ДРВ, справедливу при $L_i \ll d$, $i = 1..2$,

$$\beta \approx \arcsin \left(\frac{\lambda(L_2^2\Delta\varphi_1 + L_1^2\Delta\varphi_2)}{2\pi L_1 L_2 (L_1 + L_2)} \right), \quad (2.32)$$

У окремому випадку (2.32) при $L_1 = L_2 = L$ перетворюється у вираз

$$\beta \approx \arcsin \left(\frac{\lambda}{4\pi L} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) \right) \quad (2.33)$$

Отримані співвідношення при $L_1 \neq L_2$ та $L_1 = L_2 = L$ впорядкуємо відповідно в табл.2.1, табл.2.2 й табл.2.3.

Нижче наведені деякі результати моделювання по наближених співвідношеннях. Зокрема, на рис.2.3 наведені графіки залежності відстані згідно (2.26) до ДРВ від різниці різниць фаз $\Delta\Delta\varphi$ при $\beta = 0^\circ$ для трьох значень частоти

джерела радіовипромінювання при базі АР $L = 1$ м, а на рис.2.4 для трьох значень бази АР на частоті $f = 3$ ГГц.

Таблиця 2.1 – Формули для визначення відстані до ДРВ та його пеленгу при $L_1 \neq L_2$

| | |
|---------------------------------|--|
| Формула для обчислення відстані | $d = \frac{4\pi^2 L_1 L_2 (L_1 + L_2) - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 L_2 + \Delta\varphi_2^2 L_1)}{4\pi\lambda (\Delta\varphi_2 L_1 - \Delta\varphi_1 L_2)}$ |
| Формула для обчислення пеленгу | $\beta = \arcsin \left\{ \frac{\lambda [4\pi^2 (L_1^2 \Delta\varphi_2 + L_2^2 \Delta\varphi_1) - \lambda^2 \Delta\varphi_1 \Delta\varphi_2 (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)]}{2\pi [4\pi^2 (L_1^2 L_2 + L_2^2 L_1) - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 L_2 + \Delta\varphi_2^2 L_1)]} \right\},$ |
| Коли застосовувати | При будь-яких співвідношеннях між L_1, L_2 (крім $L_1 = L_2$) і d |

Таблиця 2.2 – Формули для визначення відстані до ДРВ при $L_1 = L_2 = L$

| | | | |
|---------------------------------|--|--|---|
| Формула для обчислення відстані | $d = \frac{8\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{4\pi\lambda \Delta\Delta\varphi}$ | $d = \frac{\lambda^2 \Delta\Delta\varphi \cdot (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)}{4\pi (4\pi L \sin \beta - \lambda (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2))}$ | $d \approx \frac{2\pi (L \cos \beta)^2}{\lambda \Delta\Delta\varphi}$ |
| Коли застосовувати | При будь-яких співвідношеннях між L і d | | При $L \ll d$ |

Таблиця 2.3 – Формули для визначення пеленга ДРВ $L_1 = L_2 = L$

| | | | |
|--------------------------------|--|---|---|
| Формула для обчислення пеленга | $\beta = \arcsin \left(\frac{\lambda (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) [8\pi^2 L^2 - 2\lambda^2 \Delta\varphi_1 \Delta\varphi_2]}{4\pi L (8\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2))} \right)$ | $\beta \approx \arccos \left(\frac{1}{2\pi L} \sqrt{\frac{8\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{2}} \right)$ | $\beta \approx \arcsin \left(\frac{\lambda}{4\pi L} (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2) \right)$ |
| Коли застосовувати | При будь-яких співвідношеннях між L і d | При $L \ll d$ | |

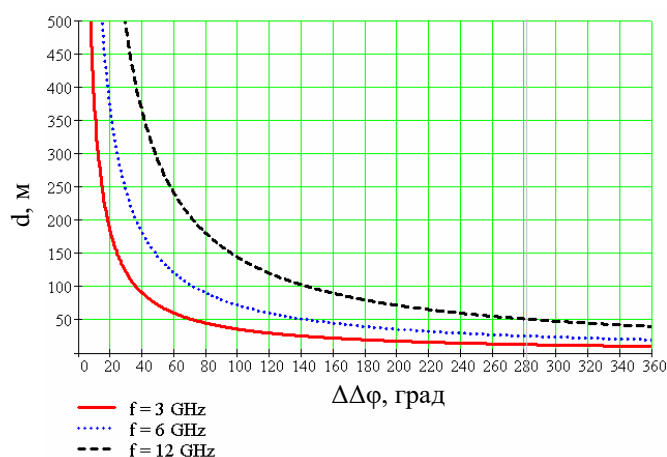


Рисунок 2.3 – Графіки залежності відстані до ДРВ від параметру $\Delta\Delta\varphi$ при різних значеннях частоти при $\beta=0^\circ$

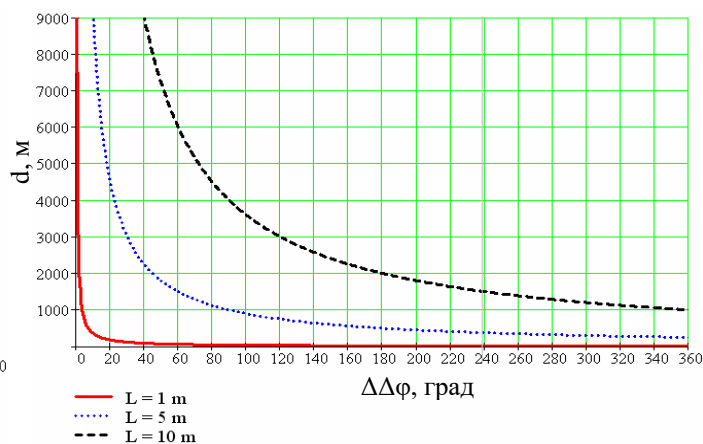


Рисунок 2.4 – Графіки залежності відстані до ДРВ від параметру $\Delta\Delta\varphi$ при різних значеннях бази ЛАР при $\beta=0^\circ$

На рис.2.5 показані графіки залежності відстані до ДРВ згідно (2.26) від його частоти при базі АР $L = 1$ м і $\beta = 0^\circ$ для трьох різних значень $\Delta\varphi = 90^\circ$; 45° ; $22,5^\circ$, а на рис.2.6 для трьох різних значень бази АР $L = 1$ м; 5 м; 10 м при $\Delta\varphi = 90^\circ$ і $\beta = 0^\circ$.

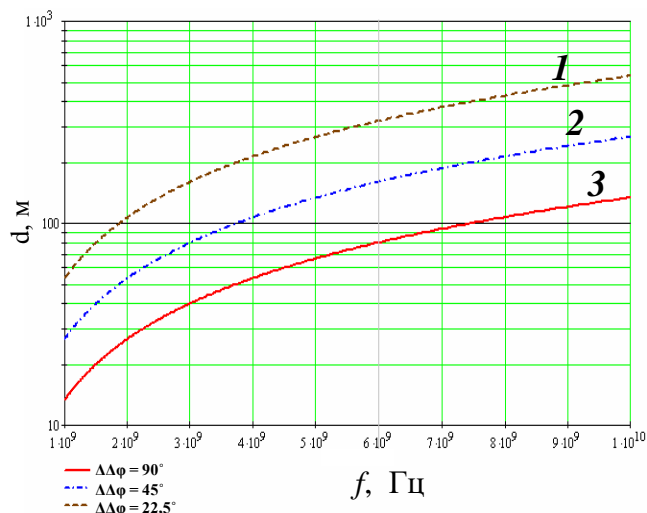


Рисунок 2.5 – Графіки залежності відстані до ДРВ від частоти сигналу при: 1) $\Delta\varphi = 22,5^\circ$; 2) $\Delta\varphi = 45^\circ$; 3) $\Delta\varphi = 90^\circ$

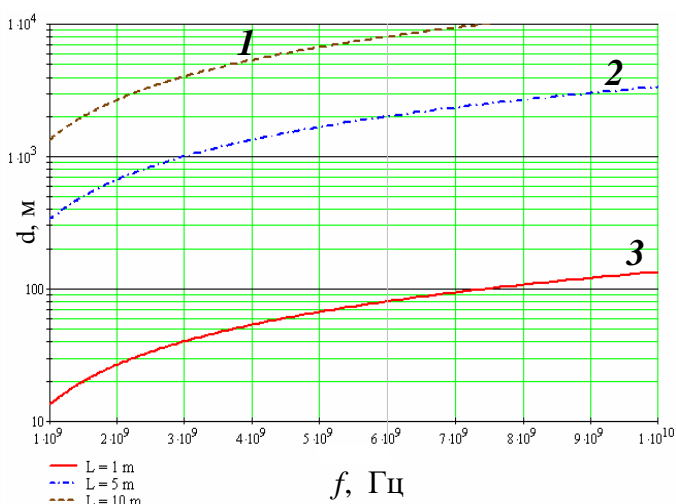


Рисунок 2.6 – Графіки залежності відстані до ДРВ від частоти сигналу для різних значень бази АР: 1) $L = 10$ м; 2) $L = 5$ м; 3) $L = 1$ м

На рис.2.7 згідно (2.26) показані графіки залежності дальності до ДРВ від значення бази АР для трьох різних значень $\Delta\varphi$ при частоті $f = 3$ ГГц і $\beta = 0^\circ$, а на рис. 2.8 для трьох різних значень частоти при $\Delta\varphi = 22,5^\circ$ і $\beta = 0^\circ$.

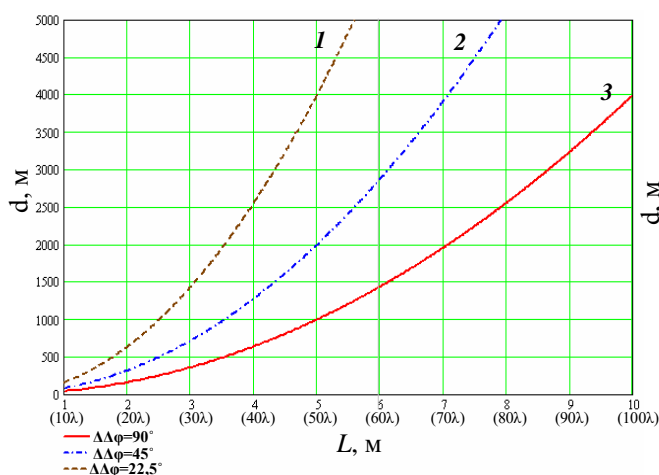


Рисунок 2.7– Графіки залежності відстані до ДРВ від бази АР для частоти $f = 3$ ГГц та $\beta = 0^\circ$ при: 1) $\Delta\varphi = 22,5^\circ$; 2) $\Delta\varphi = 45^\circ$; 3) $\Delta\varphi = 90^\circ$

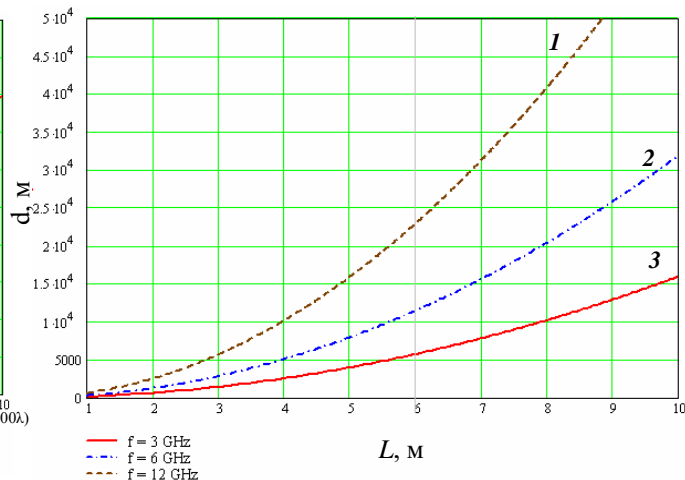


Рисунок 2.8 – Графіки залежності відстані до ДРВ від бази АР для $\beta = 0^\circ$ при: 1) $f = 12$ ГГц; 2) $f = 6$ ГГц; 3) $f = 3$ ГГц

Виходячи з вище приведеного, метод визначення координат ДРВ по сферичному фазовому фронту ЕМХ можна подати у вигляді структурної схеми, що представлена на рис.2.9.

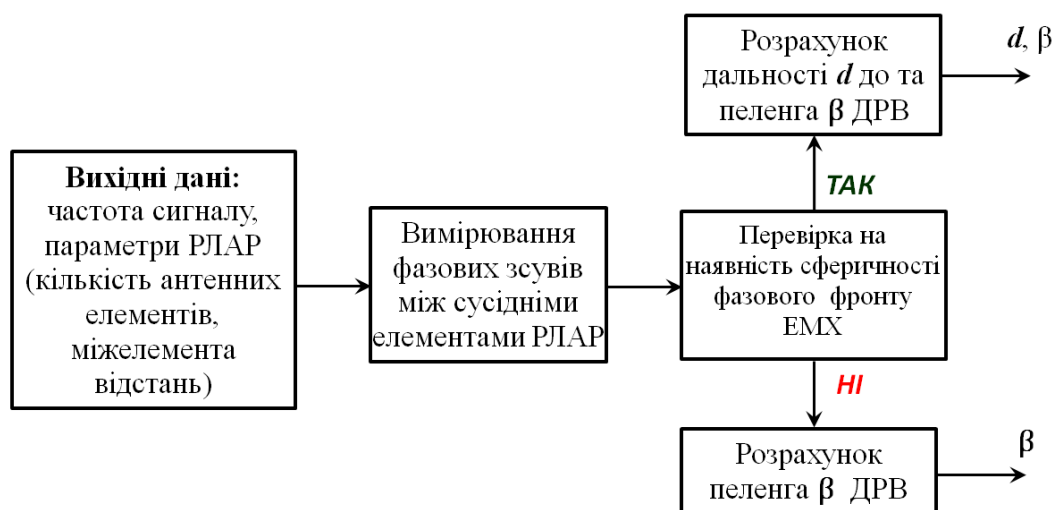


Рисунок 2.9 – Структурна схема методу для визначення координат ДРВ за формою фазового фронту ЕМХ

Відповідно до рис.2.9 етапом, що передує етапу розрахунку координат ДРВ є етап перевірки на наявність сферичності фазового фронту ЕМХ. Критерієм наявності сферичності фазового фронту ЕМХ для РЛАР, що зображена на рис.2.1 є

$$\Delta\varphi_1 \neq \Delta\varphi_2 \text{ при умові } L_1 = L_2 = L \text{ або } \Delta\varphi_2 \neq \frac{L_2}{L_1} \Delta\varphi_1 \text{ при умові } L_1 \neq L_2. \quad (2.34)$$

Отже, для визначення типу фазового фронту ЕМХ та визначення координат ДРВ (тобто пеленга β та дальності до d до нього) за допомогою 3-х елементної РЛАР необхідно виміряти фазові зсуви $\Delta\varphi_1$ та $\Delta\varphi_2$ та виконати розрахунки за формулами, що представлені в табл.2.1, табл.2.2 та табл.2.3.

2.2.2 Оцінка методичної та систематичної похибок вимірювання дальності до джерела радіовипромінювання та його пеленга по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

Методична похибка визначення пеленга, обумовлена застосуванням наближеної формули (2.33) при $L \ll d$ на підставі (2.6), (2.7) дорівнюватиме

$$\delta\beta_1 = \left(\beta - \arcsin \left[\frac{\sqrt{\chi^2 + 2\chi \sin(\beta) + 1} - \sqrt{\chi^2 - 2\chi \sin(\beta) + 1}}{2\chi} \right] \right) \quad (2.35)$$

де $\chi = \frac{L}{d}$ – відношення бази РЛАР до дальності до ДРВ.

На рис.2.10 показані криві, побудовані згідно (2.35) для різних значень β . Як видно з рис.2.10 зі зменшенням дальності до ДРВ (збільшення χ) методична похибка зростає, оскільки починає сильніше проявлятися сферичність фронту ЕМХ.

Проведемо оцінку похибки визначення пеленга ДРВ, що обумовлена похибкою визначення параметрів різниць фаз $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$ у фазометрах (апаратурна похибка), котра для сучасних промислових зразків становить $\delta\varphi = 2^\circ \dots 3^\circ$ ($\pi/60 \dots \pi/90$) [28, 29].

Апаратурна похибка визначення пеленга фазовим методом при $L \ll d$ по формулі (2.26) при непрямим вимірах різниць фаз $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$ у фазометрах згідно [29] дорівнює

$$\delta\beta_2 = \sqrt{\left(\frac{\partial\beta}{\partial(\Delta\varphi_1)} \right)^2 \delta\varphi_1^2 + \left(\frac{\partial\beta}{\partial(\Delta\varphi_2)} \right)^2 \delta\varphi_2^2} \quad (2.36)$$

Запишемо відношення часткових похідних під коренем у вигляді

$$\frac{\partial\beta}{\partial(\Delta\varphi_1)} = \frac{\partial\beta}{\partial(\Delta\varphi_2)} = \frac{\lambda}{\sqrt{16\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)^2}}, \quad (2.37)$$

Тоді з урахуванням виразу (2.29) при $L_1 = L_2 = L$, а також приймаючи, що $\delta\varphi_1 = \delta\varphi_2 = \delta\varphi = \pi/60$, остаточно одержимо

$$\delta\beta_2 = \frac{\delta\varphi \cdot \lambda \sqrt{2}}{4\pi L \cos\beta} = \frac{\lambda \sqrt{2}}{240 L \cos\beta} \quad (2.38)$$

На рис.2.11 показані графіки залежності, побудовані з урахуванням (2.38) для різних значень бази L , що виражена в долях довжин хвиль λ , де $\lambda = 0.1$ м ($f = 3$ ГГц). Пеленг АР змінюється в межах $-90^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ і згідно із рис.2.11 видно, що при збільшенні розміру бази L , точність його визначення зростає, що підтверджено в відомій літературі [24]. Крім того, із зростанням β апаратурна похибка збільшується, а при $|\beta| \rightarrow 90^\circ$ видно, що $\delta\beta_2 \rightarrow \infty$.

Сумарна систематична похибка визначення пеленгу згідно [28, 29] складає

$$\delta\beta = |\delta\beta_1 + \delta\beta_2| \quad (2.39)$$

Методична похибка визначення дальності, обумовлена застосуванням наближеної формули при $L \ll d$ на підставі (2.12), (2.26) при $\beta=0^\circ$ ($\Delta\varphi_1 = -\Delta\varphi_2$) буде дорівнювати

$$\delta d_1 = \left| \frac{8\pi^2 L^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_1^2 + \Delta\varphi_2^2)}{4\pi\lambda} - \frac{2\pi(L\cos\beta)^2}{\lambda\Delta\Delta\varphi} \right| = \frac{\lambda}{8\pi} \Delta\Delta\varphi = \frac{1}{4} \frac{L^2}{d} \quad (2.40)$$

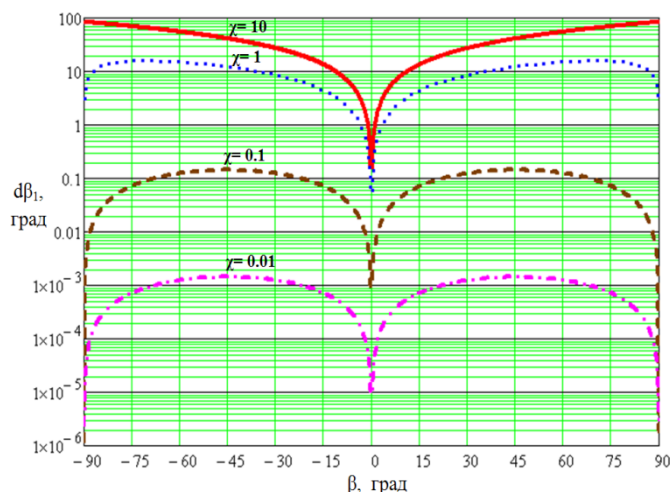


Рисунок 2.10 – Графік залежності методичної похибки визначення пеленга ДРВ від дійсного значення пеленга ДРВ на частоті $f = 3$ ГГц

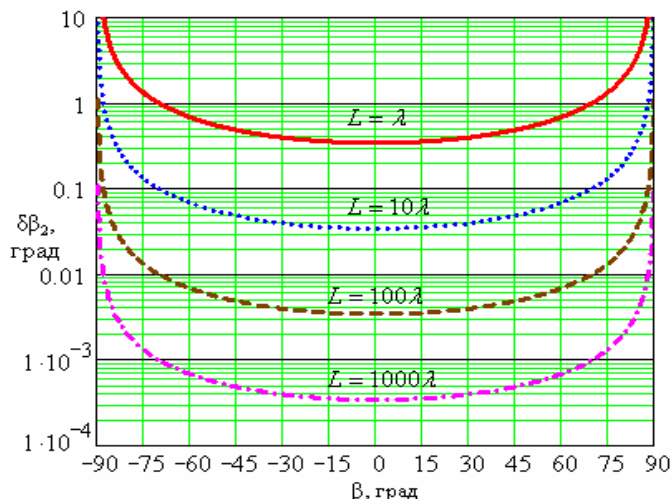


Рисунок 2.11 – Графік залежності апаратурної похибки визначення пеленга фазовим методом від пеленга ДРВ

З (2.40) видно, що при збільшенні довжини хвилі λ і $\Delta\Delta\varphi$ (зменшенні дальності до ДРВ) методична похибка визначення дальності зростає, оскільки значно проявляється кривизна хвильового фронту ЕМХ і збільшується співвідношення L/d .

Оскільки згідно (2.26) для обчислення дальності до ДРВ необхідно спочатку визначити пеленг β , то апаратурна похибка визначення дальності буде залежати від апаратурної похибки визначення пеленга, описуваної виразом (2.38).

Тоді апаратурна похибка визначення дальності при $L \ll d$, що зумовлена похибкою визначення параметрів різниць фаз $\Delta\varphi_1$ і $\Delta\varphi_2$ у фазометрах і пеленга β складатиме

$$\delta d_2 = \sqrt{\left(\frac{\partial d}{\partial (\Delta\varphi_1)} \right)^2 \delta\varphi_1^2 + \left(\frac{\partial d}{\partial (\Delta\varphi_2)} \right)^2 \delta\varphi_2^2 + \left(\frac{\partial d}{\partial \beta} \right)^2 (\delta\beta)^2}, \quad (2.41)$$

$$\text{де } \frac{\partial d}{\partial(\Delta\varphi_1)} = -\frac{2\pi(L\cos\beta)^2}{\Delta\Delta\varphi}, \quad \frac{\partial d}{\partial(\Delta\varphi_2)} = \frac{2\pi(L\cos\beta)^2}{\Delta\Delta\varphi}, \quad \frac{\partial d}{\partial\beta} = -\frac{2\pi L^2 \sin 2\beta}{\Delta\Delta\varphi}.$$

Одержимо, що

$$\delta d_2 = \frac{2\pi L^2}{\lambda \Delta\Delta\varphi} \sqrt{\frac{\pi^2 (\cos\beta)^4}{1800} + \frac{(\lambda \sin\beta)^2}{7200 L^2}} \quad (2.42)$$

Оскільки другий доданок під коренем багато менше першого, то можна записати

$$\delta d_2 \approx \frac{\sqrt{2}\pi^2 (L\cos\beta)^2}{30\lambda\Delta\Delta\varphi} = \frac{\pi}{30\sqrt{2}} d \quad (2.43)$$

З виразу (2.43) видно, що чим більше дальність до ДРВ (менше $\Delta\Delta\varphi$), тим більше апаратурна похибка її визначення.

Тоді, згідно [29] з урахуванням (2.40) та (2.43) сумарна систематична похибка визначення дальності дорівнюватиме

$$\delta d = |\delta d_1 + \delta d_2| = \frac{1}{4} \frac{L^2}{d} + \frac{\pi}{30\sqrt{2}} d \quad (2.44)$$

З формули (2.44) видно, що збільшенням дальності d до ДРВ основний внесок у сумарну систематичну похибку визначення дальності обумовлений апаратурною похибкою, а при малій дальності до ДРВ – методичною похибкою.

На рис.2.12 показані графіки залежності методичної похибки визначення дальності від дійсного значення дальності до ДРВ для різних значень бази РЛАР, вираженої в частках довжин хвиль λ , де $\lambda = 0.1$ м ($f = 3$ ГГц) для випадку, коли $\beta = 0^\circ$, а на рис.2.13 – графіки залежності апаратурної похибки визначення дальності до ДРВ від дійсного значення дальності до ДРВ при апаратурній похибці вимірювання, що складає $\delta\varphi = 3^\circ$.

З порівняння рис.2.10-2.13 видно, що при дотриманні умови $L \ll d$ зі збільшенням бази L точність визначення пеленга зростає, а точність виміру дальності з причини росту апаратурної похибки - зменшується.

Аналогічно, наведені вище співвідношення будуть справедливі й при розташуванні РЛАР у вертикальній площині, але з урахуванням відбиття від земної поверхні, наприклад, за допомогою методів, викладених в [30].

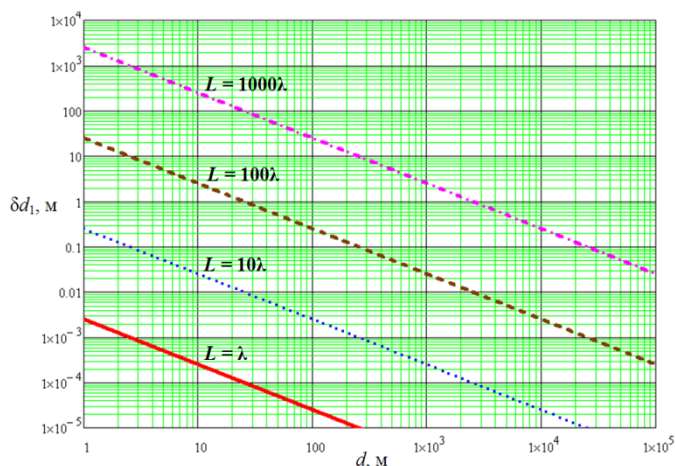


Рисунок 2.12 – Графік залежності методичної похибки визначення дальності до ДРВ від дійсного значення дальності до ДРВ при $\lambda=0,1$ м

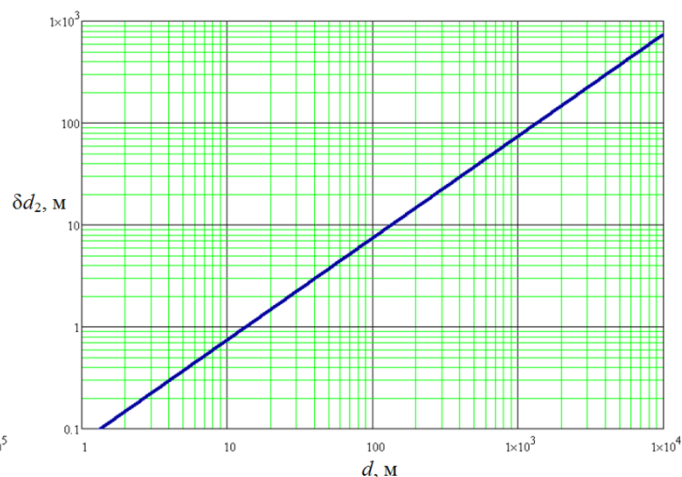


Рисунок 2.13 – Графік залежності апаратної похибки визначення дальності до ДРВ фазовим методом від дійсного значення дальності до ДРВ при апаратній похибці вимірювання фазового зсуву $\delta\varphi = 3^\circ$

Оскільки погрішність вимірювання фазових зсувів за допомогою кращих зразків фазометрів на основі фазових детекторів обмежена значенням $\delta\varphi = 2..3^\circ$, а значення параметру $\Delta\Delta\varphi$ може досягати декількох десятих або навіть сотих частин градуса (наприклад, при $L = 0,5\lambda$, $f = 1,5$ ГГц ($\lambda=0,2$ м), для ДРВ, що має пеленг $\beta=0^\circ$ та дальність $d=0,5$ км, $\Delta\Delta\varphi = 0,026^\circ$ – тобто практично плоский фронт ЕМХ), виникає завдання зниження цієї погрішності (підвищення точності вимірювання $\Delta\Delta\varphi$), оскільки вона обмежує максимальну межу дальності до ДРВ значенням $d = 60L^2/\lambda$ (при $\lambda=0,2$ м; $d = 15\lambda = 3$ м). Оригінальним технічним прийомом, що дозволяє збільшити чутливість вимірювальної системи є множення частоти сигналу, що приймається від ДРВ. У силу взаємно однозначної відповідності частоти та фази $f = d\varphi/dt$ при збільшенні частоти в k разів, у стільки ж разів відбувається збільшення фази сигналу і відповідно, різностей фаз $\Delta\varphi_1$ та $\Delta\varphi_2$. Така обробка сигналу еквівалентна збільшенню просторового рознесення L між елементами РЛАР [66-70].

Таким чином, з розглянутого вище можна зробити наступні висновки:

- а) сферичність (кривизну) фронту ЕМХ при заданій геометрії АР можна чисельно охарактеризувати значенням параметра різниці різниць фаз $\Delta\Delta\varphi$, підходи до визначення якого викладені авторами в [31];
- б) наведені вище формули для вимірювання координат ДРВ пов'язані зі сферичністю (кривизною) фронту ЕМХ;
- в) застосування фазового методу для вимірювання координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ обмежуються похибками обчислення дальності й пеленга ДРВ, а також особливостями поширення радіохвиль у необхідному діапазоні;
- г) похибки обчислення дальності більшою мірою проявляються при збільшенні бази РЛАР і дальності до ДРВ, похибки обчислення пеленга - проявляються при збільшенні пеленга й зменшенні бази РЛАР; обидві похибки залежать від похибки виміру фазових зсувів у фазометрах;
- д) для ДРВ, що рухаються, введення нового інформаційного параметра різниці різниць фаз дозволяє також визначити значення нормальної складової його миттєвого вектора швидкості за допомогою наступного співвідношення [27]

$$|V_n| = \frac{\Delta\varphi'_3 L \cos\beta}{2\Delta\Delta\varphi}, \quad (2.45)$$

де $\Delta\varphi'_3$ - похідна різниці фаз між сигналами першої і третьої антен.

2.2.3 Узагальнена структурна схема системи визначення координат джерела радіовипромінювання

На рис.2.14 представлено узагальнену структурну схему системи визначення координат ДРВ, що базується на застосуванні запропонованого фазового методу визначення координат місцеположення ДРВ по сферичному фазовому фронту ЕМХ, до складу якої входять наступні елементи: антенна решітка 1, блок приймачів 2, блок дільників потужності 3, блок амплітудного та/або фазового детектування 4, блок аналого-цифрового перетворення 5, мікропроцесорний пристрій 6, блок гетеродинів 7, блок дільників частоти 8, блок вимірювання частоти 9. У загальному

випадку така система дозволяє визначати наступні координати та додаткові параметри ДРВ: кут місця α , пеленг β , дальність d , частота випромінювання ЕМХ f , нормальна складова миттєвого вектору швидкості V (для рухомих ДРВ).

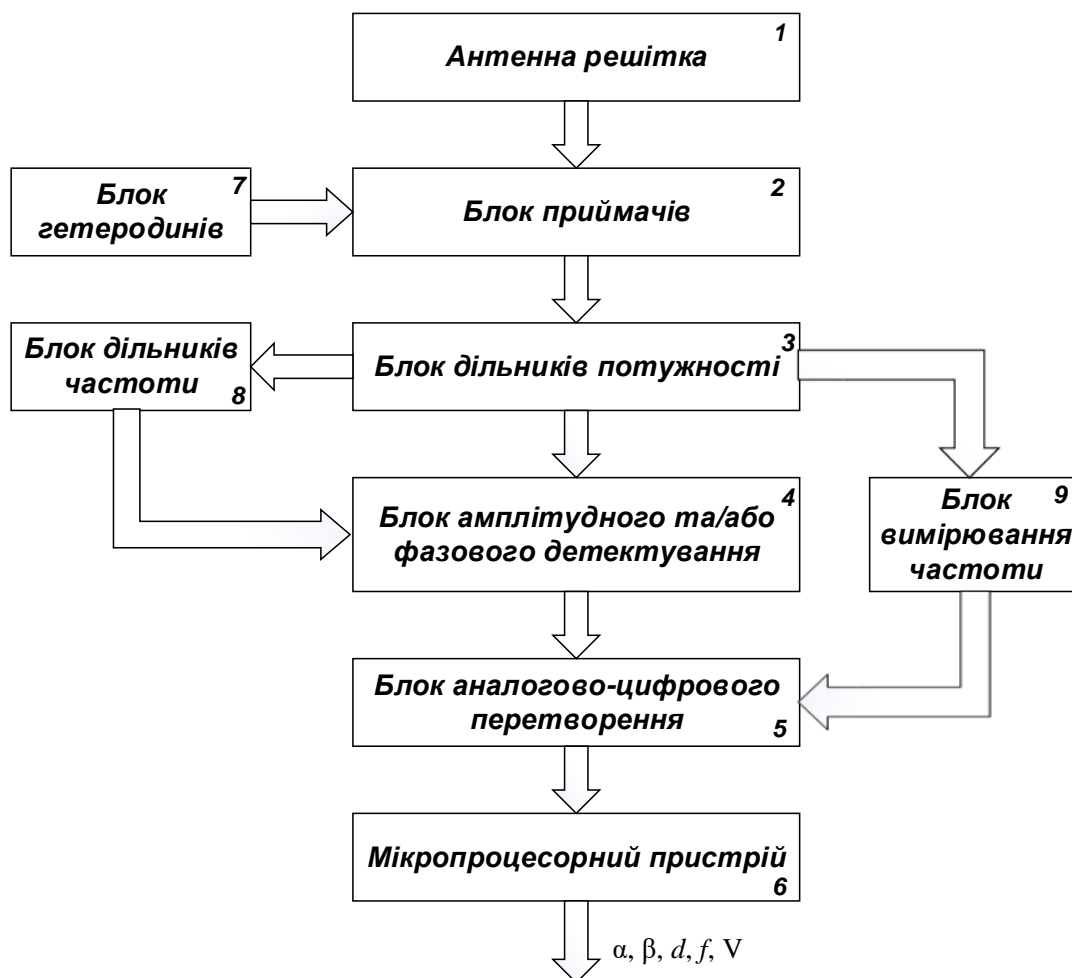


Рисунок 2.14 – Узагальнена структурна схема системи визначення координат ДРВ по сферичному фазовому фронту ЕМХ

У випадку застосування РЛАР систему визначення координат ДРВ можна назвати фазовим радіопеленгатором (ФРП), а у випадку застосування розрідженої площинної АР (РПАР), яка, наприклад складається з двох перпендикулярно розташованих розріджених лінійних АР – фазовою радіосистемою визначення координат (ФРСВК) [134, 135, 136].

Надалі розглянемо особливості визначення координат ДРВ у запропонованих на основі рис.2.14 варіантах схем ФРП [38, 40, 44, 45, 46, 49] та ФРСВК [52, 55] для випадків розташування ДРВ у далекій (режим роботи за плоским фазовим

фронтом ЕМХ) та проміжній (режим роботи по сферичному фазовому фронту ЕМХ) зонах АР.

2.3 Фазові радіопеленгатори для визначення координат джерела радіовипромінювання за формою фазового фронту електромагнітної хвилі на основі використання розрідженої лінійної антенної решітки

2.3.1 Особливості функціонування фазових радіопеленгаторів з розрідженою лінійною антенною решіткою при визначенні пеленгу джерела радіовипромінювання, розташованого в проміжній зоні

Розглянемо ще один з напрямків практичного використання сферичності фронту ЕМХ у системах фазової радіопеленгації ДРВ, що використовують антенні решітки слабоспрямованих антен з межеlementною відстанню L , що набагато перевищує половину довжини хвилі λ . Використання РЛАР у ФРП обумовлено необхідністю зниження середньоквадратичної похибки пеленгування, яка для 2-х антенного ФРП згідно [35] дорівнює

$$\sigma_{\beta} = \frac{\sigma_{\varphi}}{2\pi \frac{L}{\lambda} \cos \beta}, \quad (2.46)$$

де σ_{φ} – середньоквадратичне значення погрішності виміру різниці фаз гармонічного сигналу між антенами ФРП. З виразу (2.43) простежується одна з найважливіших переваг ФРП: при фіксованій фазовій погрішності σ_{φ} , обумовленої впливом середовища поширення радіохвиль (рефракція радіохвиль в атмосфері, яка може мати регулярний або випадковий характер; відбиття радіохвиль від поверхні, що підстиляє, і місцевих предметів, що призводять до викривлення їхніх фазових фронтів; дифракції радіохвиль на нерівностях земної поверхні і.т.п), неідентичністю приймально-підсилювальних трактів від антен до фазометрів і наявності внаслідок цього неврахованих фазових зсувів, неідеальністю фазовимірювальної апаратури, зокрема наявності шумів квантування при її цифровій реалізації, кутова погрішність

σ_β може бути зроблена як завгодно малої, якщо відношення L/λ досить велике [35].

Разом з тим, застосування таких систем пеленгації у НВЧ діапазоні може привести до ситуації, коли ДРВ буде попадати в зону Френеля АР пеленгатора, тобто перебувати від нього на відстані d , що задовольняє умові

$$R_{Б.з} \leq d \leq R_{Д.з}, \quad (2.47)$$

де згідно $R_{Б.з}$, $R_{Д.з}$ – відповідно границі ближньої та далекої зони, що розраховуються відповідно до (1.3) та (1.4).

При виконанні умови (2.47), всі відомі системи фазової пеленгації, що використовують 3-х елементну РЛАР [36, 37] і працюють в припущенні наявності плоского фазового фронту ЕМХ, неминуче будуть вносити значні погрішності у визначення значення пеленга ДРВ. Раніше [9, 14-22, 26] згадувалося про теоретичну можливість визначення дальності й пеленга ДРВ по сферичному фронту ЕМХ у системах фазової пеленгації з використанням РЛАР, однак по-перше, не враховувався механізм усунення неоднозначності виміру фазового зсуву між сусідніми елементами РЛАР, а по-друге був відсутній механізм визначення виду фазового фронту ЕМХ, необхідний для переходу системи пеленгації в інший, у порівнянні з дальньою зоною, режим математичного обчислення пеленга та дальності до ДРВ (для сферичного фазового фронту ЕМХ).

Варто також відзначити, що більшість розроблених на сьогоднішній день фазових радіопеленгаторів (ФРП) на основі РЛАР і, зокрема ті, що представлені в роботах [32,33], функціонують без врахування сферичності фазового фронту ЕМХ, і призначені в першу чергу, для обробки гармонійних сигналів від ДРВ, у той час як переважна більшість РТС використовує модульовані коливання. Тому увесь нижче викладений математичний апарат для ФРП буде справедливим у тому випадку, якщо попередньо виконати операцію перетворення модульованого коливання в гармонійне. Таку операцію для системи визначення координат місцеположення, що зображена на рис.2.14, можна реалізувати на основі декількох послідовних перетворень частоти прийнятих АР модульованих сигналів у частотних змішувачах блоку приймачів 2 з використанням несучих гармонійних коливань блоку

гетеродинів 7. Приклад такого перетворення та ФРП на його основі наведені в роботі [34].

2.3.2 Фазові радіопеленгатори на основі схем усунення неоднозначності вимірювання фазових зсувів

Розглянемо особливості визначення координат ДРВ гармонійного сигналу при використанні ФРП із двома шкалами вимірювання фаз: однозначної, але грубої з базою $L_{21} = \lambda/2$ й неоднозначної, але точної з базою $L_{43} = n\lambda/2$, де $n \gg 1$ (рис.2.15). Припустимо, що помилки фазових вимірювань відсутні.

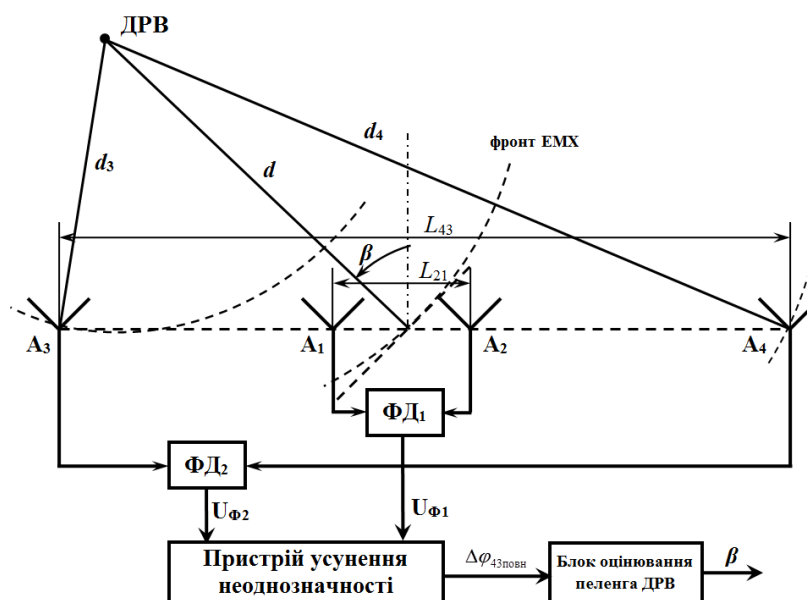


Рисунок 2.15 – Структурна схема фазового пеленгатора

А) Сигнал ДРВ має плоский фазовий фронт по всьому розкриву АР пеленгатора.

Тоді на виході першого фазометра (Φ_1), виконаного наприклад, на основі фазових детекторів (ФД), одержимо сигнал виду

$$U_{\Phi_1} = K_D U_m \cos(\Delta\varphi_{21\text{вим}}), \quad (2.48)$$

де K_D – коефіцієнт передачі ФД; U_m – амплітуда прийнятого сигналу; $\Delta\varphi_{21\text{вим}}$ – виміряний фазовий зсув між сусідніми елементами однозначної бази L_{21} АР

$$\Delta\varphi_{21\text{вим}} = \frac{2\pi L_{21} \sin\beta}{\lambda}, \quad (2.49)$$

При $\beta = -90 \dots 90^\circ$ одержимо, що $\Delta\varphi_{21\text{вим}} = -\pi \dots \pi$.

На виході другого фазометра (Φ_2), одержимо сигнал виду

$$U_{\Phi_2} = K_d U_m \cos(\Delta\varphi_{43\text{вим}}), \quad (2.50)$$

де $\Delta\varphi_{43\text{вим}}$ – різниця фаз, що вимірюна фазометром на точній, але неоднозначній базі L_{43} АР, $|\Delta\varphi_{43\text{вим}}| \leq \pi$.

Повна різниця фаз на неоднозначній фазі L_{43}

$$\Delta\varphi_{43\text{повн}} = \frac{2\pi L_{43} \sin\beta}{\lambda} = \Delta\varphi_{43\text{вим}} + 2\pi k_{43}, \quad (2.51)$$

де k_{43} – коефіцієнт, що показує число повних періодів, втрачених при вимірювання.

З виразів (2.49) і (2.51), з огляду на те, що $\Delta\varphi_{43\text{повн}} = \frac{L_{43}}{L_{21}} \Delta\varphi_{21\text{вим}}$ одержимо

$$k_{43} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{L_{43}}{L_{21}} \Delta\varphi_{21\text{вим}} - \Delta\varphi_{43\text{вим}} \right) \right\rangle, \quad (2.52)$$

де $\langle \cdot \rangle$ – операція округлення до найближчого цілого.

Тоді шуканий пеленг ДРВ

$$\beta = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi L_{43}} (\Delta\varphi_{43\text{повн}})\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi L_{43}} (\Delta\varphi_{43\text{вим}} + 2\pi k_{43})\right). \quad (2.53)$$

Алгоритм (2.52) реалізується на рис.2.15 у пристрої усунення неоднозначності, спрощена структурна схема якого наведена нижче на рис. 2.16.

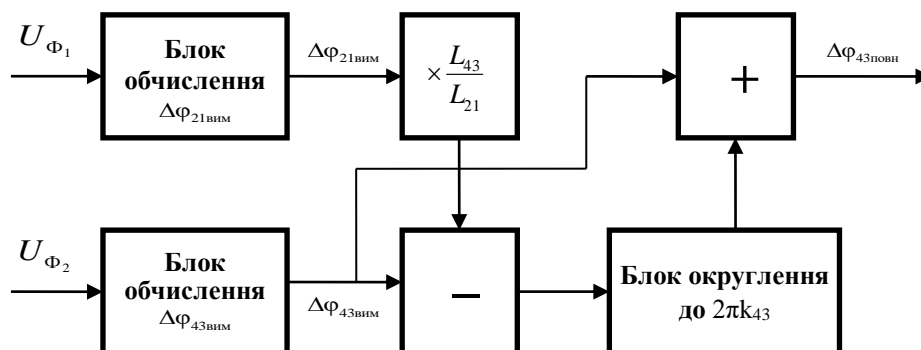


Рисунок 2.16 – Спрощена схема пристрою послідовного усунення неоднозначності

Б) Фазовий фронт ЕМХ ДРВ при роботі по однозначній шкалі вимірювання L_{21} – плоский, а при роботі по неоднозначній шкалі L_{43} – сферичний.

У цьому випадку згідно рис.2.15

$$\Delta\varphi_{43\text{повн}} = \frac{2\pi(d_4 - d_3)}{\lambda}, \quad (2.54)$$

де d_3 , d_4 – відстань від ДРВ до антен A_3 і A_4 фазового пеленгатора, які відповідно рівні

$$d_3 = \sqrt{d^2 - L_{43} \sin \beta + 0,25L_{43}^2}, \quad (2.55)$$

$$d_4 = \sqrt{d^2 + L_{43} \sin \beta + 0,25L_{43}^2}, \quad (2.56)$$

де d й β - дальність і пеленг ДРВ, що відраховуються від центра бази РЛАР.

З [5] відомо, що якщо відношення габаритних розмірів антенної системи L_{43} до дальності d до ДРВ невелике, тобто $L_{43}/d \ll 1$, то в зоні Френеля можна обмежитися членами другого порядку малості при розкладанні (2.55) і (2.56) у ряд Маклорена (наближення Френеля), отже

$$d_3 \approx d - \frac{L_{43}}{2} \sin \beta + \frac{L_{43}^2 \cos^2 \beta}{8d}, \quad (2.57)$$

$$d_4 \approx d + \frac{L_{43}}{2} \sin \beta + \frac{L_{43}^2 \cos^2 \beta}{8d}. \quad (2.58)$$

Тоді підставляючи (2.57) і (2.58) в (2.54) одержимо, що

$$\Delta\varphi_{43\text{повн}} = \frac{2\pi L_{43} \sin \beta}{\lambda} \quad (2.59)$$

Таким чином, можна стверджувати, що для фазового пеленгатора, який складається з 2-х рознесених антен, сферичність фазового фронту ЕМХ на розкритті АР, що обумовлена потраплянням ДРВ в зону Френеля, майже не впливає на точність обчислення пеленга, тобто алгоритм розрахунку пеленга ДРВ не залежить від виду фазового фронту і його обчислення в зоні Френеля виконується по тим самим формулам (2.51)-(2.53), що й для випадку плоского фазового фронту.

Розглянемо випадок застосування ФРП, що використовує 3-х елементну нееквідистантну РЛАР [37], спрощена структурна схема якої показана на рис.2.17.

У роботі [37] показано, що при наявності плоского фазового фронту ЕМХ ДРВ гармонійного сигналу формується пеленгаційна характеристика (ПХ) виду

$$F(\beta) = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \Delta L \sin \beta}{\lambda}\right), \quad (2.60)$$

де $\Delta L = L_{32} - L_{21}$ – різниця довжин баз 3-х елементної РЛАР фазового пеленгатора.

При $\Delta L = \lambda/4$ забезпечується однозначність виміру пеленга, при цьому ПХ має вигляд

$$F(\beta) = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi \sin \beta}{4}\right), \quad (2.61)$$

причому при $\beta = -90 \dots 90^\circ$ ПХ змінюється в межах від -1 до +1.

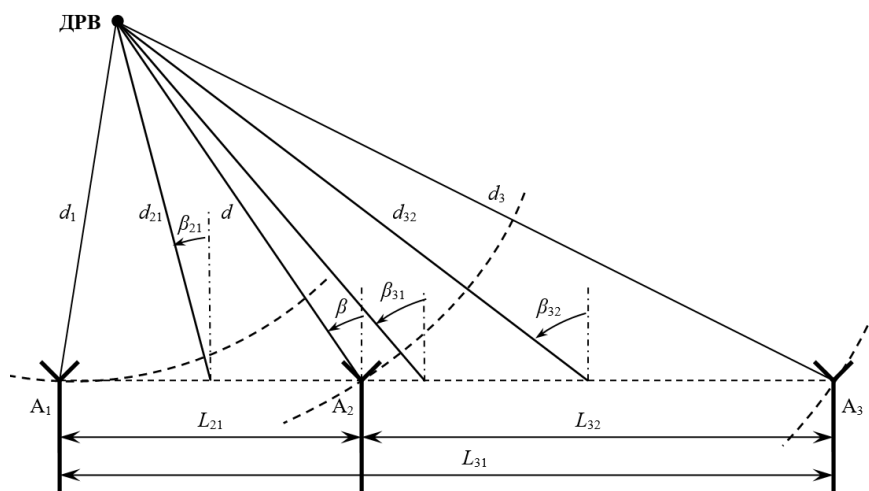


Рисунок 2.17 – Спрощена схема антенної системи фазового пеленгатора на основі використання 3-х елементної нееквідистантної РЛАР

При наявності сферичного фронту ЕМХ від ДРВ проміжної зони ПХ матиме вигляд

$$F(\beta) = \operatorname{tg}\left(\frac{1}{2}(\Delta\varphi_{32\text{повн}} - \Delta\varphi_{21\text{повн}})\right) = \operatorname{tg}\left\{\frac{\pi}{\lambda}\left[(L_{32} - L_{21})\sin\beta + \frac{(L_{32}^2 + L_{21}^2)\cos^2\beta}{2d}\right]\right\}, \quad (2.62)$$

де $\Delta\varphi_{21\text{повн}}$, $\Delta\varphi_{32\text{повн}}$ – повні фазові зсуви несучого коливання сигналу від ДРВ між 2-ою та 1-ою, 3-ою та 2-ою приймальними антенами ФРП.

Аналіз формули (2.59) показує, що ПХ залежить не тільки від пеленгу ДРВ, а й від дальності до нього, отже ПХ стає неоднозначною. Це говорить про неможливість

застосування існуючих схем ФРП на основі 3-х елементних РЛАР для пеленгації ДРВ в зоні Френеля.

На рис.2.18 показані графіки ПХ фазового пеленгатора, побудовані згідно (2.62) для гармонійного сигналу з несучою частотою $f = 3$ ГГц, при цьому бази мають розміри $L_{21} = 200\lambda = 20$ м, $L_{32} = 200,25\lambda = 20,025$ м, границя далекої зони згідно (1.3) при $\beta=0^\circ$ $R_{дз} \approx 32$ км (див. табл.2.4) .

Із графіків рис.2.18 видно, що вже на границі далекої зони (крива 2) спостерігаються значні помилки у визначенні пеленга ДРВ (дрейф нуля ПХ). При подальшому просуванні ДРВ вглиб зони Френеля, помилка у визначенні пеленга ДРВ зростає зі зменшенням відстані d між РЛАР і ДРВ.

Таблиця 2.4 – Вибір номеру кривої до рис.2.18

| Параметри | $f = 3\text{ГГц}, L_{21} = 200\lambda = 20\text{м}, L_{32} = 200,25\lambda = 20,025\text{м}$ | | | | |
|-----------|--|----------|--------------|-------------|-------------|
| | Відстань, d ($R_{дз} \approx 34\text{км}, \beta = 0^\circ$) | | | | |
| | $10R_{дз}$ | $R_{дз}$ | $0.75R_{дз}$ | $0.5R_{дз}$ | $0.3R_{дз}$ |
| № кривої | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |

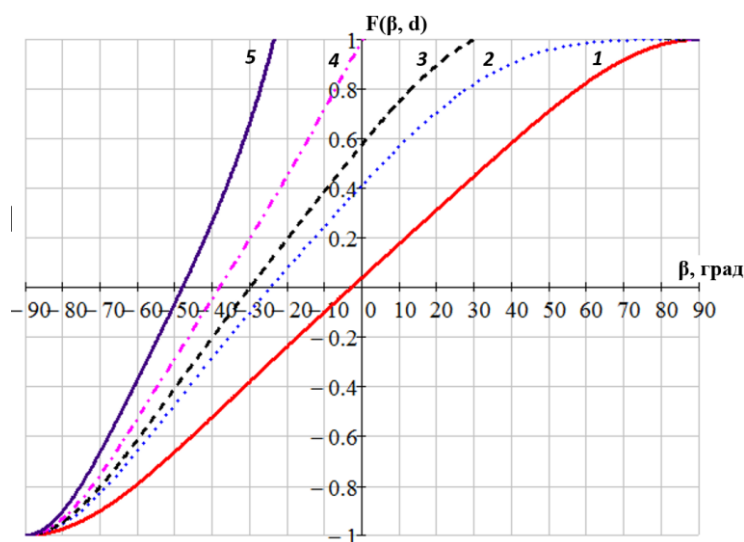


Рисунок 2.18 – Пеленгаційні характеристики фазового пеленгатора: 1 – в дальній зоні; 2,3,4,5 – в зоні Френеля

У свою чергу, ФРП, що використовує 3-х елементну РЛАР згідно рис.2.17 можна представити як сукупність двох незалежних фазових пеленгаторів із

двоелементними АР і базами L_{21} й L_{32} . Тоді з огляду на те, що в зоні Френеля $L_{21}/d_{21} \ll 1$, $L_{32}/d_{32} \ll 1$, $L_{31}/d_{31} \ll 1$ з урахуванням (2.57) і (2.58) одержимо, що

$$d_1 = \sqrt{d_{21}^2 - d_{21}L_{21}\sin\beta_{21} + 0,25L_{21}^2} \approx d_{21} - \frac{L_{21}}{2}\sin\beta_{21} + \frac{L_{21}^2\cos^2\beta_{21}}{8d_{21}}, \quad (2.63)$$

$$d = \sqrt{d_{21}^2 + d_{21}L_{21}\sin\beta_{21} + 0,25L_{21}^2} \approx d_{21} + \frac{L_{21}}{2}\sin\beta_{21} + \frac{L_{21}^2\cos^2\beta_{21}}{8d_{21}}. \quad (2.64)$$

Тоді повний фазовий зсув між 2-м і 1-м елементами РЛАР

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \frac{2\pi(d - d_1)}{\lambda} = \frac{2\pi L_{21}\sin\beta_{21}}{\lambda}. \quad (2.65)$$

У свою чергу

$$d_3 = \sqrt{d_{32}^2 + d_{32}L_{32}\sin\beta_{32} + 0,25L_{32}^2} \approx d_{32} + \frac{L_{32}}{2}\sin\beta_{32} + \frac{L_{32}^2\cos^2\beta_{32}}{8d_{32}}, \quad (2.66)$$

$$d = \sqrt{d_{32}^2 - d_{32}L_{32}\sin\beta_{32} + 0,25L_{32}^2} \approx d_{32} - \frac{L_{32}}{2}\sin\beta_{32} + \frac{L_{32}^2\cos^2\beta_{32}}{8d_{32}}. \quad (2.67)$$

Тоді повний фазовий зсув між 3-м і 2-м елементами РЛАР

$$\Delta\varphi_{32\text{повн}} = \frac{2\pi(d_3 - d)}{\lambda} = \frac{2\pi L_{32}\sin\beta_{32}}{\lambda}. \quad (2.68)$$

Крім того

$$d_1 = \sqrt{d_{31}^2 - d_{31}L_{31}\sin\beta_{31} + 0,25L_{31}^2} \approx d_{31} - \frac{L_{31}}{2}\sin\beta_{31} + \frac{L_{31}^2\cos^2\beta_{31}}{8d_{31}}, \quad (2.69)$$

$$d_3 = \sqrt{d_{31}^2 + d_{31}L_{31}\sin\beta_{31} + 0,25L_{31}^2} \approx d_{31} + \frac{L_{31}}{2}\sin\beta_{31} + \frac{L_{31}^2\cos^2\beta_{31}}{8d_{31}}. \quad (2.70)$$

Тоді повний фазовий зсув між 3-м і 1-м елементами РЛАР

$$\Delta\varphi_{31\text{повн}} = \frac{2\pi(d_3 - d_1)}{\lambda} = \frac{2\pi L_{31}\sin\beta_{31}}{\lambda}. \quad (2.71)$$

Очевидно, що коли на РЛАР фазового пеленгатора падає плоский фронт ЕМХ ДРВ, то згідно рис.2.17 справедливі наступні співвідношення

$$\beta = \beta_{21} = \beta_{32} = \beta_{31}, \quad (2.72)$$

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \Delta\varphi_{32\text{повн}} \frac{L_{21}}{L_{32}} = \Delta\varphi_{31\text{повн}} \frac{L_{21}}{L_{31}}. \quad (2.73)$$

Таким чином, якщо не виконується яка-небудь із рівностей (2.72) або (2.73) то можна вважати, що фазовий фронт ЕМХ ДРВ є сферичним. Виходячи зі сказаного,

пропонуються наступні схеми пеленгації ДРВ по сферичному фронту ЕМХ із використанням 3-х елементної РЛАР.

Розглянемо структурну схему ФРП на базі використання двох точних, але неоднозначних шкал вимірювання фази на базах L_{21} і L_{32} відповідно, а також двох грубих, але однозначних шкал на базі L_a й L_b , причому $L_a = L_b = 0,5\lambda$, розташованих усередині відповідних неоднозначних шкал (рис.2.19).

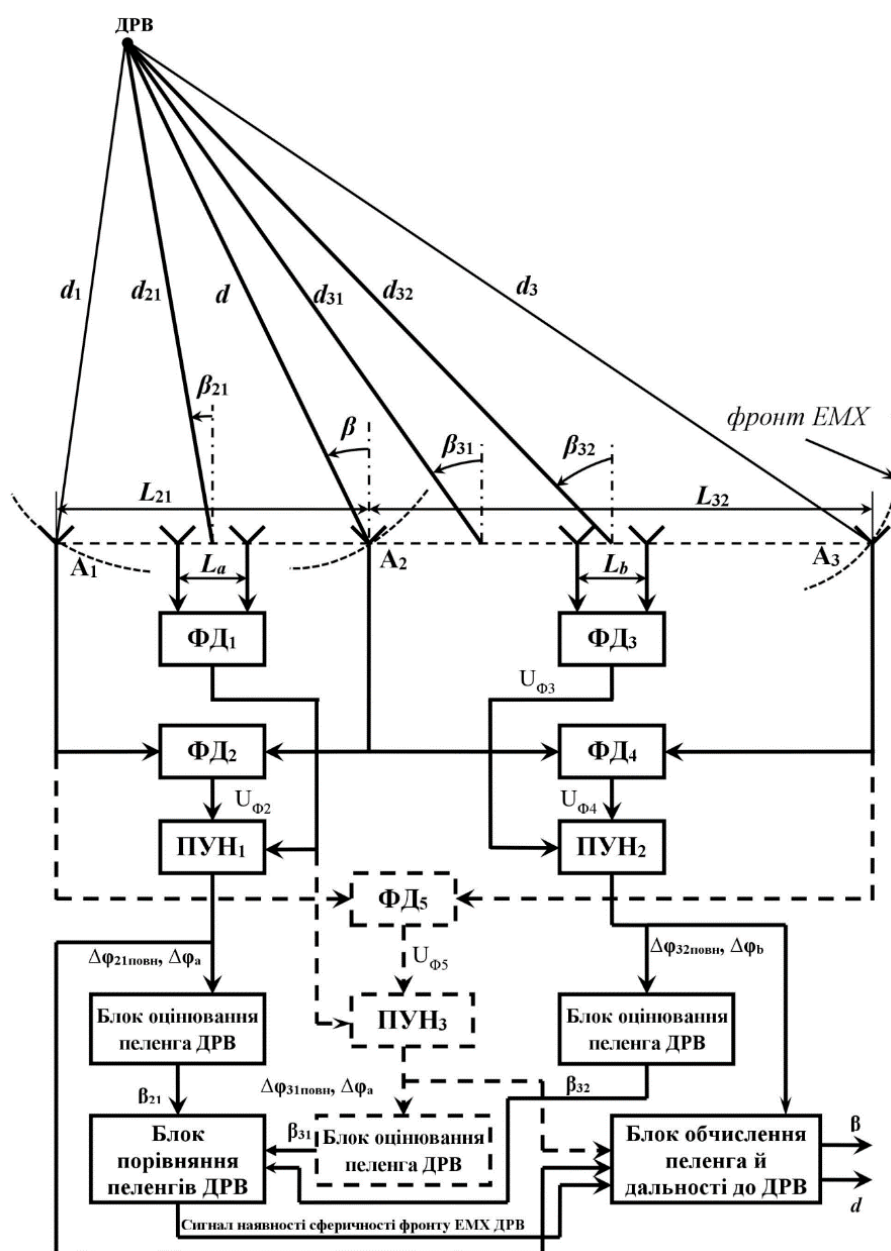


Рисунок 2.19 – Фазовий пеленгатор на основі 3-х елементної розрідженої АР з використанням 2-х однозначних шкал вимірювання фази: ПУН – пристрій усунення неоднозначності; ФД – фазовий детектор

За аналогією з (2.48) і (2.50) можна записати, що сигнали на виходах $\Phi Д_1 - \Phi Д_5$

$$U_{\Phi_1} = K_{\mathcal{D}} U_m \cos(\Delta\varphi_a), \quad (2.74)$$

$$U_{\Phi_2} = K_{\mathcal{D}} U_m \cos(\Delta\varphi_{21\text{вим}}), \quad (2.75)$$

$$U_{\Phi_3} = K_{\mathcal{D}} U_m \cos(\Delta\varphi_b), \quad (2.76)$$

$$U_{\Phi_4} = K_{\mathcal{D}} U_m \cos(\Delta\varphi_{32\text{вим}}), \quad (2.77)$$

$$U_{\Phi_5} = K_{\mathcal{D}} U_m \cos(\Delta\varphi_{31\text{вим}}), \quad (2.78)$$

де $K_{\mathcal{D}}$ – коефіцієнти передачі ФД; $\Delta\varphi_a$, $\Delta\varphi_b$ – фазові зсуви, що виміряні по відповідних однозначних шкалах і які дорівнюють

$$\Delta\varphi_a = \pi \sin \beta_{21}, \quad (2.79)$$

$$\Delta\varphi_b = \pi \sin \beta_{32}. \quad (2.80)$$

Виходячи з (2.65), (2.68), (2.71) можна записати, що

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \Delta\varphi_{21\text{вим}} + 2\pi k_{21}, \quad (2.81)$$

$$\Delta\varphi_{32\text{повн}} = \Delta\varphi_{32\text{вим}} + 2\pi k_{32}, \quad (2.82)$$

$$\Delta\varphi_{31\text{повн}} = \Delta\varphi_{31\text{вим}} + 2\pi k_{31}, \quad (2.83)$$

де k_{21} , k_{32} , k_{31} – коефіцієнти, що враховують число повних періодів, втрачених при вимірюваннях різниці фаз по відповідних базах фазового пеленгатора, які за аналогією з (2.52) будуть рівні

$$k_{21} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{L_{21}}{L_a} \Delta\varphi_a - \Delta\varphi_{21\text{вим}} \right) \right\rangle, \quad (2.84)$$

$$k_{32} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{L_{32}}{L_b} \Delta\varphi_b - \Delta\varphi_{32\text{вим}} \right) \right\rangle, \quad (2.85)$$

$$k_{31} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{L_{31}}{L_a} \Delta\varphi_a - \Delta\varphi_{31\text{вим}} \right) \right\rangle. \quad (2.86)$$

Шукані пеленги

$$\beta_{21} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi L_{21}} (\Delta\varphi_{21\text{повн}}) \right) = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi L_{21}} (\Delta\varphi_{21\text{вим}} + 2\pi k_{21}) \right), \quad (2.87)$$

$$\beta_{32} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi L_{32}} (\Delta\varphi_{32\text{повн}}) \right) = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi L_{32}} (\Delta\varphi_{32\text{вим}} + 2\pi k_{32}) \right), \quad (2.88)$$

$$\beta_{31} = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi L_{31}}(\Delta\varphi_{31\text{повн}})\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi L_{31}}(\Delta\varphi_{31\text{вим}} + 2\pi k_{31})\right). \quad (2.89)$$

При невиконанні умов (2.72) або (2.73) за умови, що $L_{31}/d \ll 1$ в зоні Френеля справедливі наближення

$$d_1 = \sqrt{d^2 - 2d L_{21} \sin\beta + L_{21}^2} \approx d - L_{21} \sin\beta + \frac{L_{21}^2 \cos^2\beta}{2d}, \quad (2.90)$$

$$d_3 = \sqrt{d^2 + 2d L_{32} \sin\beta + L_{32}^2} \approx d + L_{32} \sin\beta + \frac{L_{32}^2 \cos^2\beta}{2d}. \quad (2.91)$$

Тоді по аналогії з (2.30) отримаємо

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \frac{2\pi(d - d_1)}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(L_{21} \sin\beta - \frac{L_{21}^2 \cos^2\beta}{2d} \right), \quad (2.92)$$

$$\Delta\varphi_{32\text{повн}} = \frac{2\pi(d_3 - d)}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(L_{32} \sin\beta + \frac{L_{32}^2 \cos^2\beta}{2d} \right). \quad (2.93)$$

Вирішуючи спільно рівняння (2.92) і (2.93), одержимо, що шуканий пеленг і дальність до ДРВ по сферичному фронту ЕМХ дорівнюватимуть

$$\beta = \arcsin\left(\frac{\lambda \left(L_{32} \Delta\varphi_{21\text{повн}} + L_{21} \Delta\varphi_{32\text{повн}} \right)}{2\pi L_{21} L_{32} (L_{21} + L_{32})}\right), \quad (2.94)$$

$$d = \frac{\lambda^2 (\Delta\varphi_{32\text{повн}}^2 - \Delta\varphi_{21\text{повн}}^2) - 4\pi^2 (L_{32}^2 - L_{21}^2)}{4\pi [2\pi (L_{32} + L_{21}) \sin\beta - \lambda (\Delta\varphi_{21\text{повн}} + \Delta\varphi_{32\text{повн}})]}, \quad (2.95)$$

Точні формули для розрахунку дальності до ДРВ та його пеленга будуть аналогічні формулам, що наведені у табл.2.1 при умові, що $\Delta\varphi_1 = \Delta\varphi_{21\text{повн}}$, $\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_{32\text{повн}}$, $L_1 = L_{21}$, $L_2 = L_{32}$.

На рис. 2.19 штриховою лінією показані елементи схеми вимірювання пеленга β_{31} на базі $L_{31} = L_{21} + L_{32}$, які можуть і не використовуватися, якщо інформації, отриманої при вимірюваннях різниці фаз по базах L_{21} і L_{32} досить.

Основним істотним недоліком схеми фазового пеленгатора, що зображено на рис.2.19, є необхідність застосування 2-х однозначних шкал вимірювання пеленга, що еквівалентно додатковому використанню 4-х слабоспрямованих антен. Крім того, через кінцеві габаритні розміри слабоспрямованих антен на НВЧ, що

перевищують $0,5\lambda$ може мати місце ситуація, коли неможливо буде їх розмістити на відстані $L = 0,5\lambda$.

Таким чином, при пеленгації ДРВ в зоні Френеля по сферичності фазового фронту ЕМХ з використанням ФРП, що складається з 3-х елементної розрідженої АР, необхідно послідовно виконати 2 операції: 1) визначити факт наявності сферичності фазового фронту ЕМХ; 2) перевести ФРП з режиму оцінки пеленга для плоского фазового фронту в режим оцінки пеленга ДРВ та дальності до ДРВ по сферичності фазового фронту ЕМХ з обов'язковим усуненням неоднозначності визначення фазових зсувів, як було показано вище (2.81)-(2.86).

Варіант реалізації ФРП на базі 5-ти елементної РЛАР із застосуванням двох однозначних шкал вимірювання фази, але розміщених несиметрично відносно неоднозначних баз з метою зменшення кількості приймальних каналів, запропоновано в патенті [38].

ПХ для ДРВ далекої зони такого ФРП визначається по співвідношенню

$$F_{1,2}(\beta) = F(\beta) = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi(L_2 - L_1)}{\lambda} \sin \beta \right], \quad (2.96)$$

де $F(\beta) = F_1(\beta)$ при $|U_{17} + U_{18}| \geq |U_{15} + U_{16}|$; $F(\beta) = F_2(\beta)$ при $|U_{17} + U_{18}| < |U_{15} + U_{16}|$;

$$F_1(\beta) = \frac{U_{16} - U_{15}}{U_{17} + U_{18}}; \quad F_2(\beta) = \frac{U_{17} - U_{18}}{U_{15} + U_{16}}; \quad U_{16} = U \sin \left[\frac{2\pi L_2}{\lambda} \sin \beta \right]; \quad U_{17} = U \cos \left[\frac{2\pi L_1}{\lambda} \sin \beta \right]; \quad U_{18} = U \cos \left[\frac{2\pi L_2}{\lambda} \sin \beta \right];$$

$U_{15}, U_{16}, U_{17}, U_{18}$ – напруга на виходах ФД блоку фазового детектування 4 (рис.2.14);

U – напруги на виходах ідентичних приймачів блоку приймачів 2 (рис.2.14);

L_1, L_2 – неоднозначні бази АР 1, для усунення яких береться різниця баз, що

визначається різницею довжин неоднозначних баз $\Delta L = \frac{\lambda}{4 \sin \beta_0}$ (при $\Delta L = \lambda / 4$

границя сектора однозначності виміру пеленга в межах $-\pi/2 < \beta_0 < \pi/2$).

Для зони Френеля у виразі (2.96) під знаком тангенса відповідно до викладеної вище методики з'являється додатковий доданок, обернено пропорційний дальності до ДРВ, і вираз для ПХ набуває вигляду (2.62).

Процедура перевірки фронту ЕМХ на кривизну й визначення координат проводяться по співвідношеннях (2.72)-(2.73) у мікропроцесорному пристрої 6, а розрахунок дальності до ДРВ та його пеленга при знаходженні ДРВ в проміжній зоні за співвідношеннями (2.94)-(2.95).

Результати математичного моделювання, наведені в роботі [39] показують, що для зони Френеля несиметричне розміщення грубих баз для мінімізації числа задіяних антен і вимірювального устаткування дозволяє практично без помилок визначати при наявності сферичності фазового фронту ЕМХ пеленг ДРВ, але для виміру дальності по сферичності фронту помилки визначення дальності до ДРВ мінімальні тільки при симетричному розташуванні баз РЛАР ФРП. Тому для вимірювання дальності до ДРВ зони Френеля необхідно використовувати класичну [35] симетричну схему розміщення грубих, але однозначних баз усередині точних, які на практиці важко реалізувати через кінцеві габаритні розміри слабоспрямованих антен, коли проблематично забезпечити їхнє розміщення на відстані $L = 0,5\lambda$.

Симетричне розміщення двох грубих, але однозначних баз $L_{\text{тр}}$ усередині двох точних, але неоднозначних баз b_1 та b_2+b_3 , запропоновано патенті на ФРП, що використовує 7-ми елементу РЛАР [40].

У схемі ФРП [40], є можливість: по-перше, виміру крім пеленгу дальності в зоні Френеля по сферичності фронту ЕМХ і по-друге, усунення згідно з [36] помилок виміру пеленга, які пов'язані з дрейфом характеристик фазообертачів і невизначеності при виявленні ДРВ із-за тангенціальної ПХ, оскільки із-за непарності функції тангенса при розташуванні ДРВ на нульовому пеленгу рівень ПХ на виході ФРП дорівнює нулю. Крім того, в граничній області величина знаменника ПХ приближається до нуля, що призводить до появи значних помилок вимірювання пеленга при додаванні до знаменника навіть малих шумів.

Процедуру перевірки на наявність сферичності (кривизни) фронту ЕМХ у даному випадку здійснюється у мікропроцесорному пристрої 6 порівнянням різниці фаз між першою A_1 і другою A_2 ($\Delta\varphi_{21\text{повн}}$), другою A_2 і четвертою A_4 ($\Delta\varphi_{42\text{повн}}$)

парами антен при плоскому хвильовому фронті ЕМХ з урахуванням відмінності в базах Δb . В свою чергу

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \Delta\varphi_{42\text{повн}} \frac{b_1}{b_2 + b_3} = \Delta\varphi_{41\text{повн}} \frac{b_1}{B}, \quad (2.97)$$

$$\Delta\varphi_{21\text{повн}} = \Delta\varphi_{21\text{вим}} + 2\pi k_{21}, \quad (2.98)$$

$$\Delta\varphi_{42\text{повн}} = \Delta\varphi_{42\text{вим}} + 2\pi k_{42}, \quad (2.99)$$

де $\Delta\varphi_{21\text{вим}}$, $\Delta\varphi_{42\text{вим}}$ – фазові зсуви, що виміряні за допомогою фазових детекторів між антенами A_1 і A_2 , A_2 і A_4 (тобто на базах b_1 та b_2+b_3) у блоці амплітудного та фазового детектування 4; k_{21} , k_{42} – кількість періодів фази, що втрачені при вимірюванні, і які відповідно дорівнюють

$$k_{21} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{b_1}{L_{ГР}} \Delta\varphi_{65ГР} - \Delta\varphi_{21\text{вим}} \right) \right\rangle, \quad (2.100)$$

$$k_{42} = \left\langle \frac{1}{2\pi} \left(\frac{b_2 + b_3}{L_{ГР}} \Delta\varphi_{37ГР} - \Delta\varphi_{42\text{вим}} \right) \right\rangle. \quad (2.101)$$

У виразах (2.100), (2.101) $\Delta\varphi_{65ГР}$, $\Delta\varphi_{37ГР}$ – фазові зсуви, виміряні ФД по напругам U_{15}, U_{16} за відповідними однозначними базами $L_{ГР} = \lambda/2$ у блоці амплітудного та фазового детектування 4 (рис.2.14). Визначення $\Delta\varphi_{21\text{вим}}$ та $\Delta\varphi_{42\text{вим}}$ виконується у мікропроцесорному пристрої 6 з перетворених у цифрову форму за допомогою блоку аналого-цифрового перетворення 5 напруг для косинусних та синусних ПХ, які відповідно для плоского фронту ЕМХ знаходяться з виразів

$$F_{1C,2C}(\beta) = F_C(\beta) = \cos \left[\frac{\pi(b_1 - b_3)}{2\lambda} \sin \beta \right], \quad (2.102)$$

$$F_{1S,2S}(\beta) = F_S(\beta) = \sin \left[\frac{\pi(b_1 - b_3)}{2\lambda} \sin \beta \right], \quad (2.103)$$

де

$$F_C(\beta) = F_{1C}(\beta) \quad \text{при} \quad |U_{25}| \geq |U_{28}|; \quad F_S(\beta) = F_{1S}(\beta) \quad \text{при} \quad |U_{25}| \geq |U_{28}|;$$

або

або

$$F_C(\beta) = F_{2C}(\beta) \quad \text{при} \quad |U_{25}| < |U_{28}|; \quad F_S(\beta) = F_{2S}(\beta) \quad \text{при} \quad |U_{25}| < |U_{28}|;$$

$$F_{1C}(\beta) = \frac{U_{24} + U_{26}}{U_{25}}; \quad F_{2C}(\beta) = \frac{U_{27} + U_{29}}{U_{25}}; \quad F_{1S}(\beta) = \frac{U_{24} - U_{26}}{U_{25}}; \quad F_{2S}(\beta) = \frac{U_{29} - U_{27}}{U_{25}}$$

$$U_{24} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_1}{\lambda} \sin\beta\right]; \quad U_{25} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_2}{\lambda} \sin\beta\right]; \quad U_{26} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_3}{\lambda} \sin\beta\right];$$

$$U_{27} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_1}{\lambda} \sin\beta\right]; \quad U_{28} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_2}{\lambda} \sin\beta\right]; \quad U_{29} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_3}{\lambda} \sin\beta\right];$$

$U_{24} - U_{29}$ - напруги на виходах амплітудних детекторів (АД) блоку амплітудного та фазового детектування 4; U_0 - амплітуди напруги на виходах приймачів блоку приймачів 2 (рис.2.14).

При цьому в алгоритмі, закладеному в мікропроцесорному пристрої 6, передбачається, що ПХ, яка має високу крутизну ($F_{1S,2S}(\beta)$), забезпечує хорошу точність вимірювання пеленга, а інша ПХ, яка в цей час має високий рівень ($F_{1C,2C}(\beta)$) дозволяє з великою ймовірністю визначити наявність або відсутність ДРВ.

Якщо рівність (2.97) не виконується, то визначення пеленга ДРВ й дальності до нього згідно робіт [41-43] по сферичному фазовому фронту ЕМХ здійснюється по наступним співвідношенням

$$\beta = \arcsin\left[\frac{\lambda(\Delta\varphi_{21\text{повн}}b_1^2 + \Delta\varphi_{42\text{повн}}(b_2 + b_3)^2)}{2\pi Bb_1(b_2 + b_3)}\right], \quad (2.104)$$

$$d = \frac{4\pi^2 b_1^2 (b_2 + b_3)^2 B^2 - \lambda^2 (\Delta\varphi_{42\text{повн}}b_1^2 + \Delta\varphi_{21\text{повн}}(b_2 + b_3)^2)^2}{4\pi(b_2 + b_3)B\lambda(\Delta\varphi_{42\text{повн}}b_1^2 - \Delta\varphi_{21\text{повн}}b_1(b_2 + b_3))}, \quad (2.105)$$

де $\Delta\varphi_{21\text{повн}}$ і $\Delta\varphi_{42\text{повн}}$ визначається у мікропроцесорному пристрої 6 за співвідношеннями (2.98) - (2.101), причому $\Delta\varphi_{21\text{вим}}$ знаходиться з напруг U_{24} , U_{27} як $\frac{U_{24}}{U_{27}} = \text{tg}\left(\frac{1}{2}\Delta\varphi_{21\text{вим}}\right)$, звідки $\Delta\varphi_{21\text{вим}} = 2\arctg\left(\frac{U_{24}}{U_{27}}\right)$, а $\Delta\varphi_{42\text{вим}}$ - по зсувам фаз на базах b_2 і b_3 з

наступних напруг $\frac{U_{24} + U_{26}}{U_{27} + U_{29}} = \text{tg}\left(\frac{1}{4}\Delta\varphi_{42\text{вим}}\right)$, звідки $\Delta\varphi_{42\text{вим}} = 4\arctg\left(\frac{U_{24} + U_{26}}{U_{27} + U_{29}}\right)$.

Останнє обумовлене тим, що арктангенс - непарна функція, і з цього випливає, що вже на грубій базі дозволяє визначити «полярність» пеленга (позитивний чи негативний), що неможливо отримати з косинусних функцій U_{27} , U_{28} , U_{29} .

2.3.3 Фазові радіопеленгатори джерела радіовипромінювання на основі схем ділення частоти

Іншим напрямком вирішення проблеми усунення неоднозначності фазових відліків при створенні ФРП на основі РЛАР є формування однозначних шкал електричним шляхом завдяки пониженню частоти сигналів, що обробляються, зі збереженням основних фазових співвідношень.

Відзначимо, що застосування схем ділення частоти у блоці дільників частоти 3 (рис.2.14) можливо тільки у випадку випромінювання ДРВ гармонічного сигналу. Тому, при прийманні модульованих сигналів у першу чергу в блоці приймачів 1 за допомогою декількох етапів перетворення частоти у змішувачі необхідно перетворити модульований сигнал в гармонійний (рис.2.14). При цьому для формування однозначних, але грубих шкал вимірювання фаз у фазових детекторах ФД₁ і ФД₃ блоку фазового детектування 4 коефіцієнти ділення частот повинні задовольняти рівностям

$$n_{21} = \frac{2L_{21}}{\lambda}, \quad n_{32} = \frac{2L_{32}}{\lambda}. \quad (2.106)$$

Головною перевагою використання схем ділення частоти у ФРП є відсутність в застосуванні однозначних шкал вимірювання фази (що, відповідно призводить до зменшення кількості антен в РЛАР), основний недолік ФРП з поділом частоти - значне його ускладнення.

Схема ФРП на базі 3-х елементної РЛАР з діленням частоти запропонована в патенті [44]. Пеленгаційна характеристика для ДРВ далекої зони визначається співвідношенням, аналогічним (2.60), для ДРВ проміжної зони – співвідношенням (2.62), а процедура постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ проводиться шляхом аналізу різниці фаз між першою і другою ($\Delta\varphi_{21}$), другою і третьою ($\Delta\varphi_{32}$) парами антен з урахуванням відмінності в базах $\Delta L = L_2 - L_1$. Для цього береться відношення

$$\frac{\Delta\varphi_{32}}{\Delta\varphi_{21}} = \frac{2\pi L_2 \sin\beta}{\lambda} \frac{\lambda}{2\pi L_1 \sin\beta} = \frac{L_2}{L_1} = \frac{L_1 + \Delta L}{L_1} = 1 + \frac{\Delta L}{L_1} = 1 + k. \quad (2.107)$$

звідки

$$\Delta\varphi_{32} = \Delta\varphi_{21} + k\Delta\varphi_{21}, \quad (2.108)$$

Отже, згідно (2.108) можна записати

$$\cos(\Delta\varphi_{32}) = \cos(\Delta\varphi_{21} + k\Delta\varphi_{21}) = \cos(\Delta\varphi_{21})\cos(k\Delta\varphi_{21}) - \sin(\Delta\varphi_{21})\sin(k\Delta\varphi_{21}). \quad (2.109)$$

Ця рівність справедлива для плоского фронту ЕМХ для різних баз між парами антен РЛАР ФРП. Її порушення свідчитиме про наявність сферичного фазового фронту на розкритті РЛАР ФРП. Таким чином, створення ФРП для роботи в зоні Френеля зводиться до реалізації та перевірки співвідношення (2.109) у мікропроцесорному пристрої 6.

Оскільки ФД блоку фазового детектування 4 вже формують напруги, пропорційні $\sin(\Delta\varphi_{21})$, $\cos(\Delta\varphi_{21})$ і $\cos(\Delta\varphi_{32})$, а саме: $U_{10} = K_{\text{д}} U \sin(\Delta\varphi_{21})$, $U_{14} = K_{\text{д}} U \cos(\Delta\varphi_{21})$ і $U_{15} = K_{\text{д}} U \cos(\Delta\varphi_{32})$, то для перевірки рівності (2.106) необхідно сформувати співмножники $\cos(k\Delta\varphi_{21})$ і $\sin(k\Delta\varphi_{21})$.

Оскільки $k \ll 1$, то це еквівалентно діленню фази сигналу в k^{-1} разів і завдання знаходження $\cos(k\Delta\varphi_{21})$ і $\sin(k\Delta\varphi_{21})$ вирішується за допомогою дільників частоти, розміщених в блоці дільників частоти 9 і ФД блоку фазового детектування 4 (рис.2.14). При цьому дільники частоти спільно з ФД формують напруги

$$U_{17} = K_{\text{д}} K_{\text{оч}} U \cos(k\Delta\varphi_{21}), \quad (2.110)$$

$$U_{18} = K_{\text{д}} K_{\text{оч}} U \sin(k\Delta\varphi_{21}), \quad (2.111)$$

де $K_{\text{оч}}$ – амплітудні коефіцієнти передачі дільників частоти.

Далі ці напруги перетворюються аналого-цифровими перетворювачами (АЦП) блоку аналого-цифрового перетворення 5 у цифровий вигляд і для виділення добутку в мікропроцесорному пристрої 6 спочатку підносяться у квадрат, потім складаються й далі виконується операція знаходження квадратного кореню з цієї суми.

Вирази (2.110) і (2.111) діляться на отримане значення, що фактично до їх нормування й запису у вигляді

$$\frac{U_{17}}{K_D K_{\partial\varphi} U} = \cos(k\Delta\varphi_{21}) = U'_{17}, \quad (2.112)$$

$$\frac{U_{18}}{K_D K_{\partial\varphi} U} = \sin(k\Delta\varphi_{21}) = U'_{18}. \quad (2.113)$$

Остаточна перевірка умови плоского фронту хвилі при нульовому положенні регульованого фазообертача, розміщеного в приймальному тракті центральної антени РЛАР здійснюється в мікропроцесорному пристрої 6 контролем рівності

$$U_{15} = U_{14}U'_{17} - U_{10}U'_{18}. \quad (2.114)$$

Якщо рівність (2.114) виконується, то починається процедура формування ПХ $F(\beta)$ згідно (2.60) і визначення по ній пеленгу

$$\beta = \arcsin \frac{\lambda [\arctg F(\beta)]}{\pi(L_2 - L_1)} = \arcsin \frac{4\arctg F(\beta)}{\pi}. \quad (2.115)$$

При невиконанні рівності (2.114) мікропроцесорний пристрій 6 подає сигнал керування на регульований фазообертач в приймальному тракті центральної антени, величина якого пропорційна відхиленню від рівності (2.114). Фазообертач затримує фазу гармонічного сигналу від центральної антени РЛАР на таку величину, щоб фази сигналів від усіх трьох антен на виходах приймачів блоку приймачів 2 були однакові, що еквівалентно плоскому фронту ЕМХ. У процесі регулювання здійснюється контроль рівності (2.114) і при досягненні заданої нев'язки знову формується ПХ і визначається пеленг. Шкала цього фазообертача може бути проградуїрована у випадку необхідності безпосередньо в значеннях дальності.

Аналогічно працює й ФРП з поділом частоти [45], який виконано на чотирьох антенах для формування синусних та косинусних ПХ, тобто в ньому формуються ПХ вигляду (2.102), (2.103) при розташуванні ДРВ в далекій зоні. При розташуванні ДРВ у зоні Френеля, ПХ матимуть вигляд

$$F_{1C,2C}(\beta) = F_C(\beta) = \cos \left[\frac{\pi}{2\lambda} \left((b_1 - b_3) \sin \beta + \frac{(b_1^2 + b_3^2 + 2b_1b_3) \cos^2 \beta}{2d} \right) \right], \quad (2.116)$$

$$F_{1S,2S}(\beta) = F_S(\beta) = \sin \left[\frac{\pi}{2\lambda} \left((b_1 - b_3) \sin \beta + \frac{(b_1^2 + b_3^2 + 2b_1b_3) \cos^2 \beta}{2d} \right) \right]. \quad (2.117)$$

Другий доданок у виразах (2.116)-(2.117) обернено пропорційний дальності до ДРВ й вноситиме до ПХ помилку тим більшу, чим ближче ДРВ до ФРП. При $d \rightarrow \infty$ вирази (2.116)-(2.117) перетворюються у (2.49)-(2.50).

Процедуру перевірки на наявність або відсутність сферичності фазового фронту ЕМХ у ФРП [45] зручніше провести, проаналізувавши при плоскому фронті ЕМХ різницю фаз між першою і другою ($\Delta\varphi_{21}$), третьою та четвертою ($\Delta\varphi_{43}$) парами антен з урахуванням відмінності в довжинах бази $\Delta b = b_1 - b_3$. Для цього розглянемо відношення

$$\frac{\Delta\varphi_{21}}{\Delta\varphi_{43}} = \frac{2\pi b_1 \sin\beta}{\lambda} \frac{\lambda}{2\pi b_3 \sin\beta} = \frac{b_1}{b_3} = \frac{b_3 + \Delta b}{b_3} = 1 + \frac{\Delta b}{b_3} = 1 + \delta, \quad (2.118)$$

де $\delta = \Delta b/b_3$.

Тоді, відповідно до (2.118) для плоского фазового фронту ЕМХ буде справедливим наступне рівняння

$$\cos(\Delta\varphi_{21}) = \cos(\Delta\varphi_{43} + \delta\Delta\varphi_{43}) = \cos(\Delta\varphi_{43})\cos(\delta\Delta\varphi_{43}) - \sin(\Delta\varphi_{43})\sin(\delta\Delta\varphi_{43}). \quad (2.119)$$

При наявності сферичності фазового фронту ЕМХ рівняння (2.119) не виконуватиметься. У цьому випадку пеленг ДРВ та дальність до нього можуть бути розраховані за допомогою виразів (2.104) та (2.105).

2.3.4 Широкосмуговий фазовий радіопеленгатор

Представлені в патентах [38, 40, 44, 45] ФРП є вузькосмуговими, тому у роботах [46, 137] представлено широкосмуговий ФРП з 3-х елементною РЛАР для визначення пеленгу ДРВ далекої зони, який можливо також адаптувати і для роботи з ДРВ, що розташовані в зоні Френеля. Основу такого ФРП складають фазорозщеплювачі, що розміщуються у блоці дільників потужності 3 і які виконані на базі широкосмугових мостів Ланге [47, 48].

Робота даного широкосмугового ФРП у ДЗВ аналогічна попередній схемі з формуванням синусних та косинусних ПХ. Тобто, при дії фронту ЕМХ на виходах антен A_1 - A_3 РЛАР утворюються сигнали, які підсилюються приймачами блоку

приймачів 2, перетворюються за допомогою амплітудних детекторів блоку амплітудного детектування 4 в напруги, що несуть інформацію про пеленг (β) на ДРВ і поступають після АЦП блоку аналого-цифрового перетворення 5 в цифровому вигляді в мікропроцесорний пристрій 6.

У мікропроцесорному пристрої 6 на першому етапі обов'язкова процедура перевірки частоти сигналів, що приймаються, за допомогою частотоміра блоку вимірювання частоти 9, яка враховується як $\lambda_{\text{вим}}$ при визначенні пеленгу.

Далі в мікропроцесорному пристрої 6 на основі напруг від блоку аналого-цифрового перетворення 5 реалізується алгоритм визначення пеленга за косинусною та синусною ПХ

$$F_1(\beta) = \cos \left[\frac{\pi \Delta b}{2\lambda_{\text{вим}}} \sin \beta \right], \quad (2.120)$$

$$F_2(\beta) = \sin \left[\frac{\pi \Delta b}{2\lambda_{\text{вим}}} \sin \beta \right], \quad (2.121)$$

де $\Delta b = b_1 - b_2$ - різниця довжин баз РЛАР ФРП.

Вигляд ПХ $F_1(\beta)$ та $F_2(\beta)$ згідно виразів (2.120) і (2.121) в залежності від Δb для середньої частоти робочого діапазону ФРП приведений на рис.2.20, де крива 1 – при $\Delta b = \lambda/2$, крива 2 – при $\Delta b = \lambda$, крива 3 – при $\Delta b = 2\lambda$, які дозволяють обрати різницю довжин баз при заданому однозначному значенні β_0 .

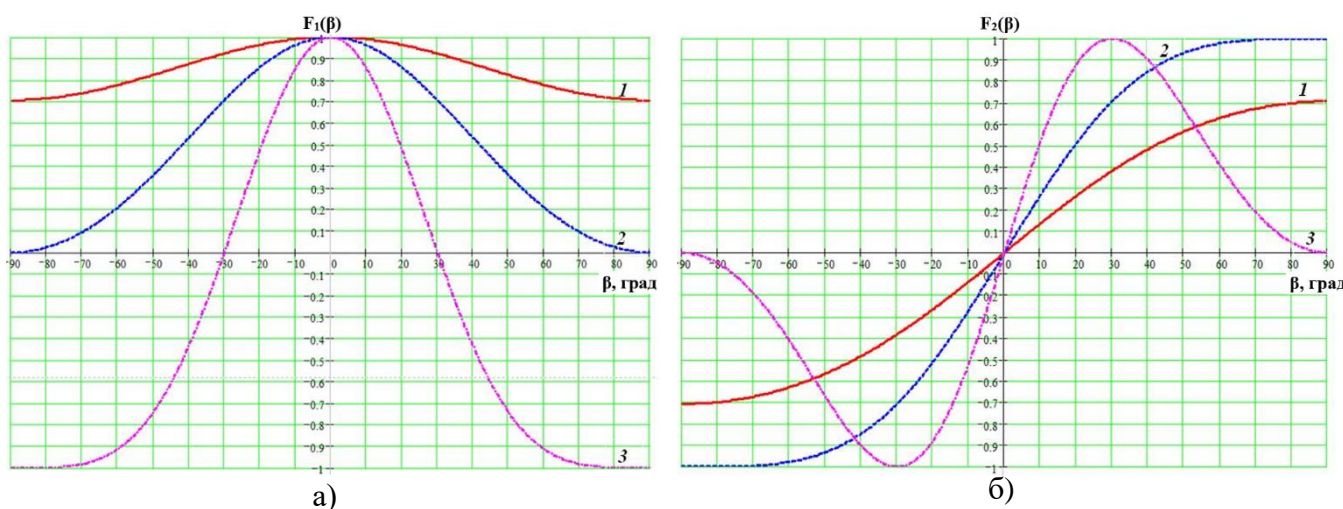


Рисунок 2.20 – Пеленгаційні характеристики ФРП при $\Delta b = \lambda/2$ (крива 1), $\Delta b = \lambda$ (крива 2), $\Delta b = 2\lambda$ (крива 3): а) косинусна; б) синусна

2.3.5 Фазовий радіопеленгатор для визначення координат джерела радіовипромінювання модульованого сигналу

Основним недоліком наведених вище схем ФРП є пеленгація тільки ДРВ неперервного гармонічного сигналу, тобто не передбачається обробка будь-яких складних сигналів, а також не враховується нестабільність несучої частоти гетеродинів прийомного тракту ФРП. Тому в патенті [49] запропоновано один з варіантів схемної реалізації ФРП на основі 7-ми елементної РЛАР з симетричним розташуванням антен для визначення затримок по фазі несного коливання фазоманіпульованого (ФМн) сигналу по сферичному фронту ЕМХ. Основна ідея, що закладена в реалізацію даного ФРП, полягає у перетворенні на виході кожного з 7-ми приймальних каналів ФМн сигналу у гармонійний сигнал за допомогою двократного перетворення частоти у змішувачах блоку приймачів 2 у гармонійні сигнали та подальшого визначення фазових зсувів між відповідними антенними елементами вже для гармонійного сигналу.

Процедура перевірки наявності чи відсутності сферичності фазового фронту ЕМХ у даному проводиться згідно виразу (2.97), а алгоритм усунення неоднозначності визначення фазових зсувів реалізується згідно виразів (2.98)-(2.101), при чому

$$\Delta\varphi_{21\text{вим}} = 2\arctg\left(\frac{U_{\text{АД5}}}{U_{\text{АД6}}}\right), \quad (2.122)$$

$$\Delta\varphi_{42\text{вим}} = \Delta\varphi_{32\text{вим}} + \Delta\varphi_{43\text{вим}}, \quad (2.123)$$

$$\Delta\varphi_{32\text{вим}} = 2\arctg\left(\frac{U_{\text{АД4}}}{U_{\text{АД3}}}\right), \quad (2.124)$$

$$\Delta\varphi_{43\text{вим}} = 2\arctg\left(\frac{U_{\text{АД2}}}{U_{\text{АД1}}}\right), \quad (2.125)$$

де $U_{\text{АД1}} \dots U_{\text{АД6}}$ – напруги на виходах амплітудних детекторів блоку амплітудного та фазового детектування 4, які відповідно дорівнюють

$$U_{\text{АД1}} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_3}{\lambda} \sin\beta\right], \quad U_{\text{АД2}} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_3}{\lambda} \sin\beta\right], \quad U_{\text{АД3}} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_2}{\lambda} \sin\beta\right], \quad (2.126)$$

$$U_{\text{АД4}} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_2}{\lambda} \sin\beta\right], \quad U_{\text{АД5}} = 2U_0 \cos\left[\frac{\pi b_1}{\lambda} \sin\beta\right], \quad U_{\text{АД6}} = 2U_0 \sin\left[\frac{\pi b_1}{\lambda} \sin\beta\right]. \quad (2.127)$$

У свою чергу фазові зсуви $\Delta\varphi_{65\text{гр}}$, $\Delta\varphi_{37\text{гр}}$ у формулах (2.100)-(2.101) вимірюються за допомогою ФД блоку амплітудного та фазового детектування 4.

У випадку розташування ДРВ у зоні Френеля РЛАР ФРП, пеленг ДРВ та дальність до нього можуть бути розраховані за допомогою виразів (2.104) та (2.105).

2.3.6 Фазовий пеленгатор з підвищеною точністю визначення координат джерела радіовипромінювання проміжної зони в умовах впливу динамічної і випадкової помилок

Фазові радіопеленгатори, представлені в роботах [38, 40, 44, 45 ,46 ,48] при визначенні пеленгу ДРВ, що розташоване в далекій зоні або визначенні пеленгу ДРВ та дальності до нього при його розташуванні у проміжній зоні не враховують впливу випадкової та динамічної помилок, які спотворюють в каналах ЛАР прийняті від ДРВ сигнали і тим самим погіршують точність визначення координат місцеположення ДРВ. Тому в роботі [75] запропонований спосіб визначення місцеположення ДРВ, а в роботі [76] корисна модель ФРП на його основі, в основу якої поставлено задачу удосконалення визначення дальності до ДРВ в зоні Френеля шляхом послідовного виключення з процесу вимірювання дальності до тих ДРВ, які знаходяться в далекій зоні, а також зменшення на етапі уточнення дальності до ДРВ динамічної помилки вимірювання фазових зсувів між каналами ЛАР, обумовленої обмеженням кількості членів розкладання в ряд Маклорена функції дальності (2.22)-(2.23) до ДРВ.

Запропонований в [75] спосіб визначення дальності до ДРВ реалізують наступним чином:

- 1) приймають радіосигнал від ДРВ кожним каналом ЛАР;
- 2) вимірюють несучу частоту f радіосигналу;

- 3) визначають пеленг β ДРВ шляхом орієнтування ЛАР на максимум рівня радіосигналу;
- 4) формують напруги, які пропорційні фазовим зсувам $\Delta\varphi_i$ та $\Delta\varphi_{-i}$ сигналів в приймальних каналах ЛАР, що симетричні відносно центрального, $i = 1, 2, 3, \dots M/2$;
- 5) обчислюють напруги, які пропорційні різницям фаз $\Delta\Delta\varphi_i = \Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{-i}$ сигналів в приймальних каналах ЛАР, що симетричні відносно центрального, $i = 1, 2, 3, \dots M/2$;
- 6) перевіряють прийняту ЛАР ЕМХ на сферичність фазового фронту: при $\Delta\Delta\varphi_i = 0$ ДРВ знаходиться в далекій зоні і дальність до нього не визначається;
- 7) виконують вагову обробку, помножуючи сформовані напруги на i^2 ;
- 8) додають зважені напруги;
- 9) попередньо оцінюють дальність \hat{d} ;
- 10) обчислюють оцінку динамічної помилки $\Delta\hat{d}$ визначення дальності до ДРВ;
- 11) остаточно визначають дальність до ДРВ за формулою

$$d = \hat{d} + \Delta\hat{d} . \quad (2.128)$$

2.4 Фазові радіосистеми визначення координат джерела радіовипромінювання за формою фазового фронту електромагнітної хвилі на основі використання площинної розрідженої антенної решітки

2.4.1 Особливості функціонування фазових радіосистем визначення координат з розрідженою площинною антенною решіткою при визначенні пеленгу джерела радіовипромінювання, розташованого проміжній зоні

Якщо до антенної системи запропонованих в патентах [38, 40, 44, 45, 46, 49] ФРП з РЛАР ввести другу РЛАР, що ортогональна першій [32], то АР стає розрідженою площинною АР (РПАР), що дає можливість окрім пеленга β вимірювати кут місця α ДРВ, що актуально при визначенні координат ДРВ, що знаходяться на різних висотах.

Розглянемо відповідно до [32] спрощену схему розташування антен РПАР (рис.2.21), яка для усунення неоднозначності фазових відліків може бути доповнена однозначними базами, що розташовано в складі баз b_1, b_2, b_3 .

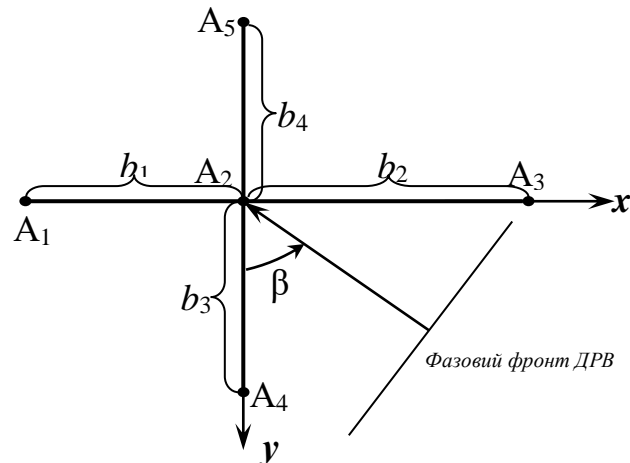


Рисунок 2.21– Антенна система ФРП

Математичний вираз для ПХ при плоскому фронті ЕМХ буде мати вигляд

$$F(\beta, \alpha) = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi(b_2 - b_1)}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right]. \quad (2.129)$$

Звідки з врахування того, що для плоского фазового фронту

$$\Delta\varphi_{42\text{повн}} = \frac{2\pi}{\lambda} b_3 \cos \beta \cos \alpha \quad (2.130)$$

з (2.129) отримаємо, що пеленг ДРВ

$$\beta = \operatorname{arctg} \left(\frac{2b_3 \operatorname{arctg} (F(\beta, \alpha))}{(b_1 - b_2) \Delta\varphi_{42\text{повн}}} \right) \quad (2.131)$$

У свою чергу, кут місця ДРВ

$$\alpha = \arccos \sqrt{\left(\frac{\lambda \operatorname{arctg} (F(\beta, \alpha))}{\pi(b_1 - b_2)} \right)^2 + \left(\frac{\lambda \Delta\varphi_{42\text{повн}}}{2\pi b_3} \right)^2} \quad (2.132)$$

де $\Delta\varphi_{42\text{повн}} = \Delta\varphi_{42\text{вим}} + 2\pi k_{42}$, $\Delta\varphi_{42\text{вим}}$ - вимірний фазовий зсув між антенами A_4 та A_2 , а k_{42} - ціла кількість періодів, які втрачено при вимірюваннях.

При наявності сферичності фазового фронту ЕМХ (див. рівності (2.72) та (2.73)) кутові координати ДРВ визначаються за нижче вказаним співвідношенням, що отримано на основі методології робіт [41-43,50,51]

$$\beta = \arctg \left(\frac{(b_3 b_4^2 + b_3^2 b_4)(b_2^2 \Delta\varphi_{12\text{повн}} + b_1^2 \Delta\varphi_{23\text{повн}})}{(b_1 b_2^2 + b_1^2 b_2)(b_3^2 \Delta\varphi_{25\text{повн}} + b_4^2 \Delta\varphi_{42\text{повн}})} \right), \quad (2.133)$$

$$\alpha = \arccos \left[\sqrt{\left(\frac{\lambda(b_2^2 \Delta\varphi_{12\text{повн}} + b_1^2 \Delta\varphi_{23\text{повн}})}{2\pi(b_1 b_2^2 + b_1^2 b_2)} \right)^2} + \left(\frac{\lambda(b_3^2 \Delta\varphi_{25\text{повн}} + b_4^2 \Delta\varphi_{42\text{повн}})}{2\pi(b_3 b_4^2 + b_3^2 b_4)} \right)^2} \right], \quad (2.134)$$

причому, $b_4 = 0,5\lambda$ (рис.2.21), а дальність до ДРВ за одним з нижче наведених наближених співвідношень

$$d \approx \frac{\pi b_1^2 (1 - \cos^2 \alpha \sin^2 \beta)}{\lambda \Delta\varphi_{12\text{повн}} - 2\pi b_1 \cos \alpha \sin \beta}, \quad (2.135)$$

$$d \approx \frac{\pi b_2^2 (1 - \cos^2 \alpha \sin^2 \beta)}{2\pi b_2 \cos \alpha \sin \beta - \lambda \Delta\varphi_{23\text{повн}}}, \quad (2.136)$$

$$d \approx \frac{\pi b_4^2 (1 - \cos^2 \alpha \cos^2 \beta)}{\lambda \Delta\varphi_{42\text{повн}} - 2\pi b_4 \cos \alpha \cos \beta}, \quad (2.137)$$

де $\Delta\varphi_{23\text{повн}} = \Delta\varphi_{23\text{вим}} + 2\pi k_{23}$, $\Delta\varphi_{23\text{вим}}$ - вимірний фазовий зсув між антенами A_3 та A_2 , а k_{23} - ціла кількість періодів, які втрачено при вимірюваннях.

Наведені співвідношення (2.129) – (2.137) дозволяють на основі РПАР створити ФРСВК, які обробляють гармонійний сигнал від ДРВ [134, 135].

2.4.2 Схемні реалізації фазових радіосистем визначення координат джерел радіовипромінювання гармонійних сигналів

Варіант схемної реалізації ФРСВК основі 11-ти елементної РПАР з симетричним розташуванням грубих шкал РПАР розглянуто в [52].

Алгоритм роботи вказаної ФРСВК аналогічний розглянутим вище алгоритмам ФРП. Тобто, при дії фронту ЕМХ на виходах антен A_1 - A_{11} РПАР утворюються сигнали, які підсилюються приймачами, що розміщені в блоці приймачів 2, перетворюються за допомогою ФД блоку фазового детектування 4 в напруги, що несуть інформацію про кут місця α і пеленг β ДРВ, а також дальність до ДРВ (за наявності сферичного фронту ЕМХ) і поступають після АЦП блоку аналого-цифрового перетворення 5 в цифровому вигляді по шині в мікропроцесорний

пристрій 6. У мікропроцесорному пристрої 6 на першому етапі як і у ФРП [40] введена аналогічна процедура перевірки на сферичність фазового фронту ЕМХ.

Далі різниці фаз виміряні ФД за відповідними однозначними шкалами між четвертою A_4 і п'ятою A_5 , шостою A_6 і сьомою A_7 та десятою A_{10} й одинадцятою A_{11} антенами, визначаються в мікропроцесорному пристрої 6 з напруг U_{33} , U_{34} і U_{37} на виходах ФД із співвідношень:

$$U_{33} = U \cos(\Delta\varphi_{45\text{вим}}), U_{34} = U \cos(\Delta\varphi_{67\text{вим}}), U_{37} = U \cos(\Delta\varphi_{1011\text{вим}}), \quad (2.138)$$

де U – напруги на виходах ідентичних приймачів блоку приймачів 2.

При виконанні умови (2.72) ПХ з врахуванням перетворення РЛАР в РПАР для ДЗВ визначається на відміну від ФРП за співвідношенням

$$F_{1,2}(\alpha, \beta) = F(\alpha, \beta) = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi(b_2 - b_1)}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right], \quad (2.139)$$

де

$$F(\alpha, \beta) = F_1(\alpha, \beta) \quad \text{при} \quad |U_{31} + U_{32}| \geq |U_{28} + U_{29}|; \quad F_1(\alpha, \beta) = \frac{U_{28} - U_{29}}{U_{31} + U_{32}};$$

або

$$F(\alpha, \beta) = F_2(\alpha, \beta) \quad \text{при} \quad |U_{31} + U_{32}| < |U_{28} + U_{29}|; \quad F_2(\alpha, \beta) = \frac{U_{31} - U_{32}}{U_{28} + U_{29}};$$

$$U_{29} = U \sin \left[\frac{2\pi b_1}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right]; U_{28} = U \sin \left[\frac{2\pi b_2}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right]; U_{31} = U \cos \left[\frac{2\pi b_1}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right]; U_{32} = U \cos \left[\frac{2\pi b_2}{\lambda} \cos \alpha \sin \beta \right];$$

$U_{28}, U_{29}, U_{31}, U_{32}$ – напруга на виходах ФД блоку фазового детектування 4;

b_1, b_2 – неоднозначні бази (рис.2.21) для усунення яких береться різниця баз, що

визначається різницею довжин неоднозначних баз $\Delta b = \frac{\lambda}{4 \sin \alpha_0}$ (при $\Delta b = \lambda / 4$ границя

сектора однозначності виміру пеленга в межах $-\pi / 2 < \beta_0 < \pi / 2$).

З виразу (2.139) виходить, що

$$\cos \alpha \sin \beta = \frac{\lambda}{\pi(b_1 - b_2)} \operatorname{arctg} (F(\alpha, \beta)). \quad (2.140)$$

В свою чергу в проміжній зоні справедливе наближення

$$\Delta\varphi_{92\text{повн}} = \frac{2\pi(d_9 - d)}{\lambda} \approx \frac{2\pi}{\lambda} \left(b_6 \cos \beta \cos \alpha + \frac{b_6^2 (1 - \cos^2 \beta \cos^2 \alpha)}{2d} \right). \quad (2.141)$$

Для далекої зони вираз (2.140) перетворюється у

$$\Delta\varphi_{92\text{повн}} = \frac{2\pi}{\lambda} b_6 \cos\beta \cos\alpha, \quad (2.142)$$

звідки

$$\cos\beta \cos\alpha = \frac{\lambda \Delta\varphi_{92\text{повн}}}{2\pi b_6}. \quad (2.143)$$

Тоді кут місця α та пеленг β ДРВ визначаються за формулами

$$\alpha = \arctg \left(\frac{2b_6 \arctg(F(\alpha, \beta))}{(b_1 - b_2) \Delta\varphi_{92\text{повн}}} \right), \quad (2.144)$$

$$\beta = \arccos \sqrt{\left(\frac{\lambda \arctg(F(\alpha, \beta))}{\pi(b_1 - b_2)} \right)^2 + \left(\frac{\lambda \Delta\varphi_{92\text{повн}}}{2\pi b_6} \right)^2}, \quad (2.145)$$

де $\Delta\varphi_{92\text{повн}}$ визначається відповідно виразу $\Delta\varphi_{92\text{повн}} = \Delta\varphi_{92\text{вим}} + 2\pi k_{92}$.

При невиконанні умови (2.72) має місце сферичність фронту ЕМХ, тому кут місця α та пеленг β ДРВ визначаються за формулами, що отримані на основі методології робіт [41-43, 50, 51]

$$\alpha = \arccos \left(\sqrt{\left(\frac{\lambda(b_2^2 \Delta\varphi_{12\text{повн}} + b_1^2 \Delta\varphi_{23\text{повн}})}{2\pi(b_1 b_2^2 + b_1^2 b_2)} \right)^2 + \left(\frac{\lambda(b_5^2 \Delta\varphi_{92\text{повн}} + b_6^2 \Delta\varphi_{28\text{вим}})}{2\pi(b_5 b_6^2 + b_5^2 b_6)} \right)^2} \right), \quad (2.146)$$

$$\beta = \arctg \left(\frac{(b_5 b_6^2 + b_5^2 b_6)(b_2^2 \Delta\varphi_{12\text{повн}} + b_1^2 \Delta\varphi_{23\text{повн}})}{(b_1 b_2^2 + b_1^2 b_2)(b_5^2 \Delta\varphi_{92\text{повн}} + b_6^2 \Delta\varphi_{28\text{вим}})} \right), \quad (2.147)$$

де $\Delta\varphi_{28\text{вим}}$ поступає до мікропроцесорного пристрою 6 від відповідного ФД.

Дальність до ДРВ в цій самій зоні можна розрахувати за формулою

$$d \approx \frac{\pi b_6^2 (1 - \cos^2\beta \cos^2\alpha)}{\lambda \Delta\varphi_{92\text{повн}} - 2\pi b_6 \cos\beta \cos\alpha}. \quad (2.148)$$

У випадку, коли ДРВ рухається в зоні Френеля, можливо визначити значення нормальної складової його миттєвого вектора швидкості на базі $B_1 = b_1 + b_2$ за допомогою наступного співвідношення [51]

$$|V_{nB_1}| = \frac{\Delta\varphi'_{13} B_1 \cos\beta \cos\alpha}{2\lambda \Delta\varphi_{B_1}}, \quad (2.149)$$

де $\Delta\varphi'_{13}$ – похідна різниці фаз між сигналами першої A_1 і третьої A_3 антен, отримана в мікропроцесорному пристрої 6 при оцінці зміни параметру $\Delta\varphi_{13}$, який надходить від фазометра блоку фазового детектування 4 за малий проміжок часу;

$\Delta\Delta\varphi_{B_1} = \Delta\varphi_{12\text{повн}} - \Delta\varphi_{23\text{повн}}$ - зв'язаний з дальністю інформаційний параметр – різниця різниць фаз $\Delta\varphi_{12\text{повн}}$ і $\Delta\varphi_{23\text{повн}}$ сигналів на виходах першої пари антен A_1 і A_2 та другої пари антен A_2 і A_3 відповідно, що визначається в даному випадку з ПХ (2.122) як $\Delta\Delta\varphi_{B_1} = 2\arctg[F(\alpha, \beta)]$.

Аналогічно друга нормальна складова його миттєвого вектора швидкості на базі $B_2 = b_5 + b_6$ буде рівна

$$|V_{nB_2}| = \frac{\Delta\varphi'_{89} B_2 \cos\alpha \sin\beta}{2\Delta\Delta\varphi_{B_2}}, \quad (2.150)$$

де $\Delta\varphi'_{89}$ – похідна різниці фаз між сигналами антен A_8 і A_9 отримана в мікропроцесорному пристрої 6 при оцінці зміни параметру $\Delta\varphi_{89}$, який надходить від фазометра за малий проміжок часу; $\Delta\Delta\varphi_{B_2} = \Delta\varphi_{92\text{повн}} - \Delta\varphi_{28\text{вим}}$ за допомогою ФД блоку фазового детектування 4.

Векторне складання обох швидкостей (2.149) та (2.150) в мікропроцесорному пристрої 6 дасть істинне значення швидкості V .

Таким чином, запропонована ФРСВК дозволяє удосконалювати обробку сигналів при більш високих характеристиках щодо точності визначення дальності до ДРВ при наявності сферичності фронту ЕМХ, а також визначення кута місця та швидкості ДРВ.

Друга ФРСВК, що запропонована в патенті [53] на РПАР з 4-х антен і 5-ти дільників частоти дозволяє окрім з визначенням кута місця ДРВ, а також дальності і швидкості ДРВ за наявності сферичності фазового фронту ЕМХ, підвищити точність визначення пеленгу при невідомій частоті радіосигналу. Запропонована ФРСВК працює у трьох режимах. В першому режимі (при відомій (середній) частоті ДРВ) можливе вимірювання пеленгу (β) і для зони Френеля дальності d до ДРВ. У цьому режимі сигнали з антени A_4 в мікропроцесорному пристрої 6 не задіяні і тому при дії фазового фронту ЕМХ на виходах антен A_1 - A_3 утворюються сигнали, які посилюються приймачами блоку приймачів 2 та перетворюються за допомогою фазометрів і ФД блоку фазового детектування 4 в напруги, що несуть інформацію

про пеленг на ДРВ, по яких в мікропроцесорному пристрої 6 в цифровому вигляді алгоритмічно формуються наступні ПХ:

$$F_{1,2}(\beta) = F(\beta) = \operatorname{tg} \left[\frac{\pi(b_2 - b_1)}{\lambda} \sin \beta \right], \quad (2.151)$$

де

$$F(\beta) = F_1(\beta) = \frac{U_{13} - U_{12}}{U_{16} + U_{17}} \quad \text{при} \quad |U_{16} + U_{17}| \geq |U_{12} + U_{13}|;$$

або

$$F(\beta) = F_2(\beta) = \frac{U_{16} - U_{17}}{U_{12} + U_{13}} \quad \text{при} \quad |U_{16} + U_{17}| < |U_{12} + U_{13}|;$$

$$U_{12} = U \sin \left[\frac{2\pi b_1}{\lambda} \sin \beta \right]; U_{13} = U \sin \left[\frac{2\pi b_2}{\lambda} \sin \beta \right]; U_{16} = U \cos \left[\frac{2\pi b_1}{\lambda} \sin \beta \right]; U_{17} = U \cos \left[\frac{2\pi b_2}{\lambda} \sin \beta \right];$$

$U_{12}, U_{13}, U_{16}, U_{17}$ – напруги на виходах ФД блоку фазового детектування 4;

U – напруги на виходах ідентичних приймачів блоку приймачів 6;

b_1, b_2 – неоднозначні бази РПАР.

Також як і в аналогічному ФРП [44] у мікропроцесорному пристрої 6 здійснюється процедура постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ, яка має місце при знаходженні ДРВ на певних відстанях від фазового центру РПАР за допомогою співвідношення

$$U_{17} = U_{16}U'_{19} - U_{12}U'_{20}, \quad (2.152)$$

$$\text{де} \quad U'_{19} = \frac{U_{19}}{K_{\ddot{a}} K_{\ddot{a}+} U} = \cos(\delta_1 \Delta \varphi_{21}), \quad U'_{20} = \frac{U_{20}}{K_{\ddot{a}} K_{\ddot{a}+} U} = \sin(\delta_1 \Delta \varphi_{21}),$$

$\Delta \varphi_{21}$ – різниця фаз сигналів на виході першої A_1 і другої A_2 антен, δ_1 – коефіцієнт ділення дільників частоти блоку дільників частоти 9, $K_{\ddot{a}+}$ – їх коефіцієнти передачі, а $K_{\ddot{o}}$ – коефіцієнти передачі ФД.

Далі в разі виявлення кривизни фронту ЕМХ у мікропроцесорному пристрої 6 мінімізується помилка визначення по ПХ (2.147) пеленгу ДРВ, який при $\Delta b = \lambda / 4$ дорівнюватиме

$$\beta = \arcsin \left(\frac{\lambda \arctg(F(\beta))}{\pi(b_2 - b_1)} \right) = \arcsin \left(\frac{4 \arctg(F(\beta))}{\pi} \right) \quad (2.153)$$

шляхом затримки фази гармонійного сигналу середньої антени A_2 регульованим фазообертачем на таку величину, щоб різниця фаз $\Delta\varphi_{21}$ і $\Delta\varphi_{32}$ задовольняли нульовому значенню нев'язки (2.152).

При наявності сферичності фронту ЕМХ у мікропроцесорному пристрої 6 фіксується початкове значення параметра нев'язки, величина якого проградуєрована в шкалі дальності від d_{\max} (плоский фронт ЕМХ) до деякого d_{\min} і тим самим визначається дальність до ДРВ. Аналогічно нульове значення шкали регульованого фазообертача відповідає плоскому фронту ЕМХ а отже d_{\max} , а його положення після регулювання, коли встановлюється нульова нев'язка, буде відповідати поточній дальності d .

У другому режимі – вимірювання пеленгу ДРВ і для зони Френеля дальності при невідомій частоті ДРВ для зменшення помилок визначення β і d , що обумовлені відмінністю частоти f реального ДРВ від середньої в системі, спочатку проводиться уточнення частоти ДРВ також без урахування сигналів з A_4 . Для цього в мікропроцесорному пристрої 6 використовується інформація про фазові зсуви в нерівноплечих роздвоювачах, що поступає від фазометрів блоку фазового детектування 4 та пов'язує різниці ходу ЕМХ с різницями набігів фаз відомими лінійними співвідношеннями наступного вигляду

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta\ell_i = \frac{2\pi f}{V_\Phi} \Delta\ell_i, \quad (2.154)$$

де V_Φ – фазова швидкість ЕМХ у лінії передачі.

Тоді невідома частота згідно з (2.154) у мікропроцесорному пристрої 6 розраховується за співвідношенням

$$f_x = \frac{\Delta\varphi_i V_\Phi}{2\pi \Delta\ell_i}. \quad (2.155)$$

З виразу (2.155) видно, що фазовий зсув тим більший, чим більша різниця довжин плеч на виходах роздвоювачів блоку фазового детектування 4, але при збільшенні $\Delta\ell_i$ разом із зростанням крутизни характеристики (збільшення точності вимірювання (рис.2.22)) з'являється неоднозначність виміру частоти (рис.2.22,б).

Її усунення здійснюється шляхом введення в мікропроцесорному пристрої 6 алгоритму обробки, еквівалентного введенню грубої і точної шкал (рис.2.22) визначення частоти за допомогою виразу (2.155). Для грубої, але однозначної шкали, використовується різниця довжин плеч $\Delta\ell_{GP}$ на виходах роздвоювачів, що проградуїрована в діапазоні роботи фазометра для інтервалу частот f_1 - f_2 (рис.2.22,а).

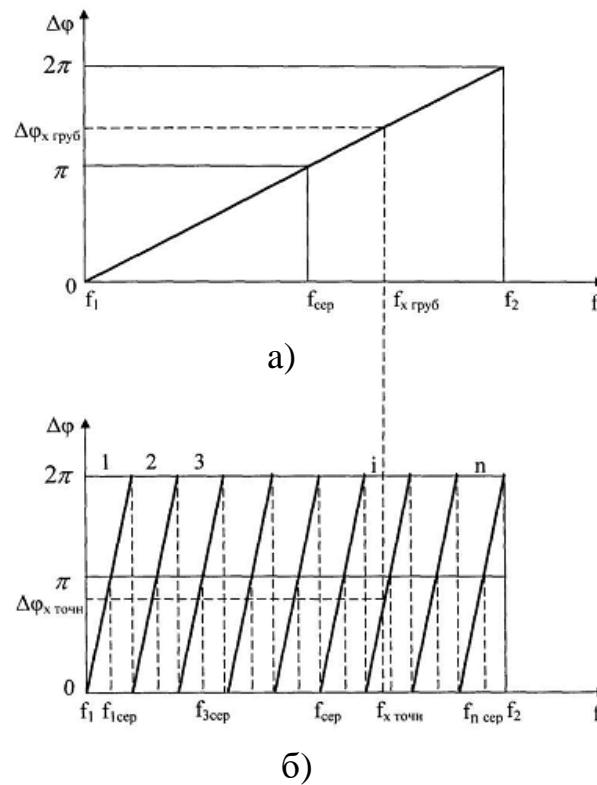


Рисунок 2.22 – Шкали для визначення частоти: а) груба однозначна; б) точна неоднозначна

При цьому груба оцінка частоти проводиться за співвідношенням

$$f_{хгр} = \frac{\Delta\phi_{хгр} V_{\phi}}{2\pi\Delta\ell_{GP}}. \quad (2.156)$$

де $\Delta\phi_{хгр}$ – однозначна ($0 \dots 2\pi$) оцінка фазового зсуву, вимірювана фазометром блоку фазового детектування 4.

Аналогічно, для точного визначення частоти (рис.2.22,б) використовується різниця $\Delta\ell_T$ і співвідношення

$$f_{хт} = \frac{\Delta\phi_{хт} V_{\phi}}{2\pi\Delta\ell_T}. \quad (2.157)$$

де $\Delta\phi_{хт}$ – фазовий зсув, що виміряний фазометром блоку фазового детектування 4.

Далі в мікропроцесорному пристрої визначається номер i піддіапазону

$$i = (f_{\text{хгр}} - f_1) / \Delta f_{\text{т}}, \quad (2.158)$$

де $\Delta f_{\text{т}} = (f_2 - f_1) / n$ – ширина смуги частот точного піддіапазону, n – кількість піддіапазонів, яка відома наперед.

Кінцева частота сигналу від ДРВ (виходячи з рис.2.22,б),

$$f_{\text{хточн}} = \begin{cases} f_{\text{іср}} + |f_{\text{хгр}} - f_{\text{іср}}|, & \text{якщо } \Delta \varphi_{\text{хТ}} > \pi \\ f_{\text{іср}} - |f_{\text{хгр}} - f_{\text{іср}}|, & \text{якщо } \Delta \varphi_{\text{хТ}} \leq \pi \end{cases}, \quad (2.159)$$

де $f_{\text{іср}}$ – середня частота i -го піддіапазону, що вводиться в пам'ять мікропроцесорного пристрою 6 на етапі калібрування для усіх n піддіапазонів.

Далі розраховується довжина хвилі й за допомогою співвідношень (2.151), (2.152), (2.153), так само як і у першому режимі, визначається пеленг i для зони Френеля дальність по величині параметра нев'язки.

У випадку, коли ДРВ рухається в зоні Френеля, значення нормальної складової його миттєвого вектору швидкості на базі B визначається за допомогою співвідношення (2.45).

У третьому режимі для плоского фронту ЕМХ система разом із пеленгом α визначає кут місця β ДРВ. Для цього в мікропроцесорному пристрої 6 починається використання сигналів з антен A_4 і A_2 , оброблених фазометром блоку фазового детектування 4 і дільниками частоти блоку дільників частоти 9. Оскільки задіяння A_4 призводить до перетворення РПАР A_1 - A_3 в систему РПАР A_1 - A_4 , то співвідношення (2.153) для визначення пеленгу у відповідності з методологією роботи [36] приводиться до виду

$$\beta = \arccos \left(\frac{\lambda}{\pi \Delta b} \sqrt{\arctg^2(F_1(\alpha, \beta)) + \arctg^2(F_2(\alpha, \beta))} \right), \quad (2.160)$$

а кут місця ДРВ визначається виразом

$$\alpha = \arctg \left(\frac{\arctg(F_1(\alpha, \beta))}{\arctg(F_2(\alpha, \beta))} \right), \quad (2.161)$$

де

$$F_1(\alpha, \beta) = \begin{cases} \frac{U_{13} - U_{12}}{U_{16} + U_{17}} & \text{при } |U_{16} + U_{17}| \geq |U_{12} + U_{13}| \\ \frac{U_{16} - U_{17}}{U_{12} + U_{13}} & \text{при } |U_{16} + U_{17}| < |U_{12} + U_{13}| \end{cases},$$

тобто використовуються ті ж напруги на виходах ФД, що і в (2.151), але з урахуванням того, що ПХ стає функцією двох координат, а саме:

$$F_1(\alpha, \beta) = \operatorname{tg} \left(\frac{\pi(b_2 - b_1) \sin \alpha \cos \beta}{\lambda} \right), \quad (2.162)$$

$$F_2(\alpha, \beta) = \operatorname{tg} \left(\frac{1}{2} \left(\frac{b_4 - b_3}{b_3} \right) \Delta \varphi_{42} \right), \quad (2.163)$$

У ПХ (2.163) $\Delta \varphi_{42}$ – фазовий зсув між сигналами на виходах антен A_4 і A_2 визначається як

$$\Delta \varphi_{42} = \Delta \varphi_{42\text{вим}} + 2\pi k_2 \quad (2.164)$$

де $\Delta \varphi_{42\text{вим}}$ – фазовий зсув сигналів, виміряний фазометром блоку фазового детектування 4, k_2 – число повних періодів у різниці фаз, утрачених при вимірюванні, яке рівне

$$k_2 = \frac{1}{2\pi} \left\langle \frac{b_3}{b_{42}} \Delta \varphi_{42\text{гр}} - \Delta \varphi_{42\text{вим}} \right\rangle, \quad (2.165)$$

b_{42} – «віртуальна» груба, але однозначна база між A_4 і A_2 , що отримана шляхом зменшення в $2b_3/\lambda$ разів електричним способом бази b_3 дільниками частоти; $\Delta \varphi_{42\text{гр}}$ – однозначний фазовий зсув між сигналами на виходах дільників частоти в каналах A_4 і A_2 , виміряний фазометром; b_4 – «віртуальна база», яка рівна сумі $b_3 + \Delta b$, що при $\Delta b = \lambda/4$ забезпечує базі b_3 , як і для ортогональної по відношенню до неї бази $B = b_1 + b_2$ однозначне значення ПХ в межах від -1 до +1.

Таким чином, дана ФРСВК як і попередня забезпечує вимірювання пеленгу β , визначення кута місця α , а також для зони Френеля нормальної складової миттєвого вектору швидкості руху ДРВ і дальності до нього, але за допомогою введення процедури ділення частоти.

Висновки до розділу 2

1. Сферичність (кривизна) фазового фронту ЕМХ ДРВ при прийомі на РЛАР проявляється в випадку, коли ДРВ знаходиться в ближній або проміжній зоні РЛАР.

2. Чисельно сферичність фазового фронту ЕМХ при заданих габаритах розкриву РЛАР та при $\beta=0^\circ$ може бути оцінений за допомогою параметру різниці різниці фаз $\Delta\Delta\phi$ між відповідними антенними парами, що мають однакову міжелементну відстань, причому коли $\Delta\Delta\phi = 0$ то хвильовий фронт ЕМХ є плоский, а коли $\Delta\Delta\phi \neq 0$ хвильовий фронт ЕМХ є сферичним, причому чим більше $\Delta\Delta\phi$ за значенням, тим більшу сферичність має цей фронт.

3. При потраплянні ДРВ в зону Френеля РЛАР при розкладанні геометричної різниці шляхів ЕМХ або фазового зсуву між n -им елементом РЛАР та її центральним елементом, що прийнятий за відліковий, в ряд Маклорена, можна обмежитися членами не вище другого порядку, що дозволяє з математичної точки зору розглядати вплив сферичного фазового фронту на РЛАР як внесення квадратичного фазового розподілу у додаток до лінійного фазового розподілу, що притаманний плоскому хвильовому фронту ЕМХ на розкритті РЛАР.

4. Наявність сферичності фазового фронту ЕМХ можна розглядати як додатковий інформаційний параметр при здійсненні просторової обробки сигналу, яка у сукупності з іншими методами селекції (часової, частотної, поляризаційної, кодової і.т.п) може бути застосована для підвищення ефективності функціонування РТС, а саме:

- вимірювання пеленгу й дальності до ДРВ, наприклад, в системах радіопеленгації та системах диспетчеризації транспортних засобів, які функціонують в умовах впливу організованих завад;
- адаптивної просторової селекції ЕМХ від ДРВ корисного сигналу на фоні завади, що має ту ж саму частоту, поляризацію, часовий інтервал використання радіоканалу тощо при відсутності кутового рознесення між ДРВ корисного сигналу та завади за пеленгом;

– фокусування (просторової концентрації) енергії електромагнітного поля в області розташування абонентів, що знаходяться в зоні Френеля та її дефокусування відносно дальньої зони з метою покращення енергетики та завадозахищеності РТС;

5. Неврахування сферичності фронту ЕМХ ДРВ гармонічного сигналу веде до помилки розрахунку координат ДРВ при умові його знаходження в зоні Френеля та відсутності сигналів від інших джерел ДРВ.

6. При визначенні координат ДРВ в зоні Френеля по сферичності фронту ЕМХ на основі РЛАР або РПАР згідно запропонованого метода необхідно послідовно виконати 2 операції: 1) визначити факт наявності сферичного фронту ЕМХ; 2) перевести ФРП або ФРСВК з режиму оцінювання пеленгу та кута місця для плоского фазового фронту в режим оцінювання пеленгу та кута місця за сферичністю фронту ЕМХ, а також у випадку необхідності й дальності. Наявність інформації про дальність до ДРВ можна застосувати у подальшому, наприклад, для фізичного виявлення ДРВ.

7. Із проведеного аналізу помилок виміру пеленга й для зони Френеля дальності до ДРВ залежно від місця розташування грубих, але точних баз, для 3-х елементної РЛАР ФРП слідує, що їхнє положення практично не впливає на точність виміру пеленга, але для більш точного визначення дальності їх необхідно розміщувати посередині точних, але неоднозначних баз, або для випадку випромінювання ДРВ гармонічного сигналу формування однозначної шкали виміру фази здійснювати шляхом застосування схем поділу частоти.

8. Необхідно продовжувати пошук технічних рішень по вимірюванню координат ДРВ в зоні Френеля з використанням модульованих сигналів, які застосовуються в РТС.

9. Запропоновані технічні рішення по побудові ФРП [38, 40, 44, 45, 46, 49] та ФРСВК [52, 53, 134, 135, 136] по сферичності фазового фронту ЕМХ можуть бути використані у радіоелектронній промисловості для побудови технічних засобів радіопеленгації та моніторингу місцеположення ДРВ, при розробці апаратури радіонавігаційних і радіолокаційних систем, багатопозиційних систем і систем рознесеного прийому.

3 МЕТОД ПЕЛЕНГАЦІЇ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ КІЛЬКОХ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ПРОМІЖНОЇ ЗОНИ ПО СФЕРИЧНИХ ФАЗОВИХ ФРОНТАХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ХВИЛЬ

3.1 Коротка характеристика методів визначення координат місцеположення декількох джерел радіовипромінювання шляхом їх пеленгації

У багатьох додатках до РТС, що пов'язані з обробкою сигналів від ЛАР, таких як радіолокація, гідролокація, радіопеленгація, радіоелектронна розвідка та безпроводовий зв'язок інформація про напрямки надходження (пеленги) сигналів від кількох ДРВ далекої зони та кількість ДРВ визначається за допомогою методів кутового надрозрізнення (інша назва – кореляційні методи пеленгування) по ЕМХ, що випромінюються ДРВ [59, 62, 88].

Особливу увагу методи кутового надрозрізнення в теперішньому вигляді, фактично отримали, починаючи з робіт Редді та Шмідта, які відносяться до 1979р., хоча їх зародження прослідковується ще з кінця 60-х рр. у роботах з оцінювання спектру в геофізиці та обробці даних великих сейсморежіток [59].

Методи кутового надрозрізнення продовжують розвиватися і на даний час: пропонуються нові методи та вдосконалюються запропоновані раніше, для відомих методів досліджуються та співставляються їх характеристики, з'являються різні варіанти модифікації відомих методів [88].

Кореляційні алгоритми пеленгування ДРВ далекої зони можна розділити на два класи за кількістю ресурсів обчислювальної системи, що витрачаються, та часом виконання. До першого, «повільного» класу, можна віднести алгоритми, які вимагають підвищених обчислювальних витрат, що обумовлені виконанням повного двомірного пошуку за обома координатами азимуту та кута місця. Сюди можна віднести такі алгоритми, як: алгоритм сканування променем (BSA), алгоритм Кейпона (Capon), алгоритм теплового шуму (TNA), узагальнений метод Кейпона, алгоритм багатоканальної класифікації (Multiple signal Classification (MUSIC)) та

інші. До другого, «швидкого» класу алгоритмів, що потребують менших обчислювальних витрат, можна віднести алгоритми без виконання повного двомірного пошуку. Зазвичай такі алгоритми є ефективними модифікаціями алгоритмів «повільного» пошуку. До таких алгоритмів можна віднести: модифікації алгоритмів, що базуються на обчислюванні коренів, наприклад Root-MUSIC, алгоритм оцінювання параметрів через інваріант обертання (ESPRIT), алгоритм редукції рангу (Rank Reduction (RARE)), наприклад UCA-RARE.

З фізичної точки зору в основі методів пеленгації ДРВ з кутовим надрозрізненням лежить той же самий ефект, що й в адаптивних антенних решітках – когерентна компенсація (придушення) завадових сигналів, причому у якості завадових сигналів для кожного з ДРВ виступають всі інші, які не співпадають з ним за напрямком. У свою чергу термін «надрозрізнення» відображає той факт, що методи мають більш високу кутову роздільну здатність, ніж релеєвська межа Δ_R , тобто вони забезпечують пеленгацію двох ДРВ, що потрапляють у головну пелюстку діаграми спрямованості М-елементної ЛАР навіть при кутовому рознесенні між ними меншому за половину ширини діаграми спрямованості ЛАР [92]

$$\Delta_R = 57,3^\circ \frac{\lambda}{L} \quad (3.1)$$

де L – розмір розкриву ЛАР.

Потенційні характеристики методів кутового надрозрізнення є досить високими за кутовими координатами. Так, розрізнявальна здатність при пеленгації пари ДРВ далекої зони при достатньо великій потужності останніх, може перевищувати розрізнявальну здатність по Релею в 3...10 разів. Проте, потенційна розрізнявальна здатність падає не тільки по мірі зниження відношення сигнал/шум в каналі АР, але й зі збільшенням кількості ДРВ. Реальні характеристики методів надрозрізнення суттєво нижчі за потенційні приблизно в два рази через вплив амплітудно-фазових помилок у приймальних каналах ЛАР.

З переліченої множини алгоритмів пеленгації ДРВ далекої зони з надрозрізненням найбільший інтерес представляють алгоритми Кейпона та MUSIC,

оскільки вони придатні для застосування в ЛАР будь-якої конфігурації – одновірних, двовірних, трьохвірних, регулярних та нерегулярних. При цьому в роботі [59] віддається перевага алгоритму Кейпона, який є більш простим при цифровій реалізації вузлів радіопеленгатора, і який практично не поступається по розрізнявальній здатності популярному у практичному застосуванні алгоритму MUSIC.

Розглянемо можливість застосування методу кутового надрозрізнення за алгоритмом Кейпона для пеленгації ДРВ, що розташовуються як у далекій так й у проміжній зонах радіопеленгатора.

3.2 Обґрунтування неефективності використання класичного методу пеленгації Кейпона при пеленгації джерела радіовипромінювання проміжної зони

Метод Кейпона є одним з відомих алгоритмів пеленгації ДРВ високої роздільної здатності за кутовими координатами [59, 60]. У більшості випадків, даний алгоритм передбачає обчислення функції просторового спектру (пеленгаційного рельєфу) за вихідними сигналами М-елементної лінійної еквідистантної ЛАР, на яку надходять ЕМХ з плоскими фазовими фронтами від ДРВ (рис.3.1) за допомогою наступного співвідношення [59]

$$Q(\beta) = \frac{1}{\mathbf{S}_a^H(\beta) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \mathbf{S}_a(\beta)} \quad (3.2)$$

$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^H(t)]$ - кореляційна матриця вхідних сигналів ЛАР; $E[]$ – оператор статистичного усереднення; $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & \dots & x_M(t) \end{bmatrix}^H$ – вектор-стовпець вхідних сигналів ЛАР; $\mathbf{S}_a(\beta)$ – управляючий (опорний) вектор-стовбець ЛАР (вектор-гіпотеза амплітудно-фазового розподілу від очікуваного сигналу далекої зона на розкритті ЛАР); H – операція ермітового спряження.

При оцінці пеленгів ДРВ, що розташовані у далекій зоні і ЕМХ яких мають плоский фазовий фронт, вектор-гіпотезу $\mathbf{S}_a(\beta)$ можна представити у вигляді [59]

$$\mathbf{S}_\alpha(\beta) = F(\beta) \begin{bmatrix} \exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta)) & \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta)) & \dots & 1 \end{bmatrix}^T \quad (3.3)$$

де $F(\beta)$ – характеристика спрямованості окремого елементу ЛАР (вважатимемо далі всі елементи ЛАР ідентичними і слабоспрямованими, тобто $F(\beta) \approx 1$); $\Delta\varphi(\beta)$ – набіг фази несучого коливання ЕМХ між сусідніми елементами ЛАР, який відповідно до рис.3.1 дорівнює

$$\Delta\varphi(\beta) = \frac{2\pi\Delta x}{\lambda c} = \frac{2\pi L}{\lambda} \sin\beta. \quad (3.4)$$

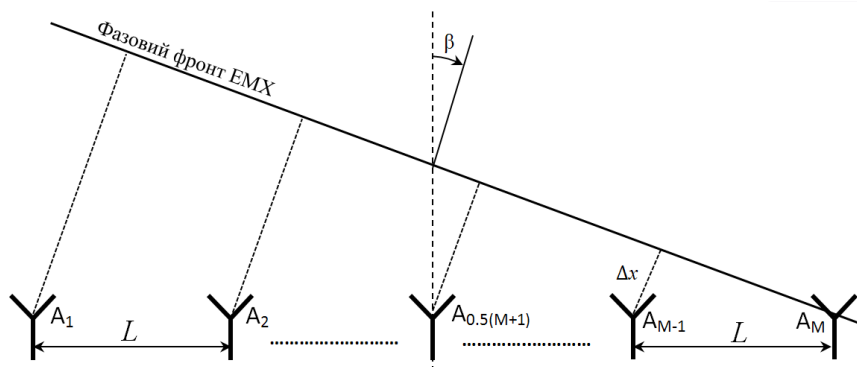


Рисунок 3.1 – Лінійна еквідистантна ЛАР та плоский фронт хвилі на її розкритті

Як можна побачити з виразу (3.3) для плоского фазового фронту ЕМХ, керуючий вектор-стовбець $\mathbf{S}_\alpha(\beta)$, та функція просторового спектру $Q(\beta)$ функціонально залежать лише від кута пеленга β ДРВ. Відповідно, побудувавши залежність $Q(\beta)$ від β , можливо отримати інформацію про кількість ДРВ, що розташовані в дальній зоні та їхні пеленги. Зазначимо, що визначення кількості ДРВ та їх пеленгів здійснюється по екстремумах функції просторового спектру $Q(\beta)$.

Для оцінки потенційних можливостей методу Кейпона кореляційну матрицю вхідних сигналів на виході каналів ЛАР радіопеленгатора при дії на неї N некорельованих між собою сигналів від ДРВ та наявності у кожному каналі ЛАР некорельованого білого шуму на основі робіт [61, 62] можна подати у наступному вигляді

$$\mathbf{R}_{xx} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{S}_{a,n} \mathbf{S}_{a,n}^H + \mathbf{I} \right) \sigma^2, \quad (3.5)$$

де h_n – відношення потужності сигналу, що приймається від n -го ДРВ, в каналі АР до потужності внутрішньоприймального шуму в цьому ж каналі; σ^2 – потужність білого гаусівського внутрішньоприймального шуму в кожному каналі ЛАР; \mathbf{I} – одинична матриця розміру $M \times M$; $\mathbf{S}_{\alpha,n}$ – вектор-стовпець просторової структури сигналу від n -го ДРВ, $n = 1 \dots N$.

Вектор-стовпець $\mathbf{S}_{\alpha,n}$ просторової структури у випадку приймання n -го сигналу від ДРВ, що розташоване на пеленгу β_n у далекій зоні ЛАР радіопеленгатора визначається відповідно до (3.3), а у випадку приймання n -го сигналу від ДРВ, що розташоване у проміжній зоні на пеленгу β_n та дальності d_n , що відраховується до ДРВ відносно центрального елемента ЛАР (рис.3.2), визначається відповідно до виразу

$$\mathbf{S}_{\alpha,n}(\beta_n, d_n) = \left[\exp(-j\Delta\phi_1(\beta_n, d_n)) \quad \exp(-j\Delta\phi_2(\beta_n, d_n)) \quad \dots \quad \exp(-j\Delta\phi_l(\beta_n, d_n)) \right]^T, \quad (3.6)$$

де $\Delta\phi_m(\beta_n, d_n)$ – фазовий зсув між m -м ($m = 1 \dots M$) та центральним елементами ЛАР (у випадку непарної кількості елементів ЛАР) або фазовий зсув між m -м елементом ЛАР та центром апертури ЛАР (при парній кількості елементів ЛАР).

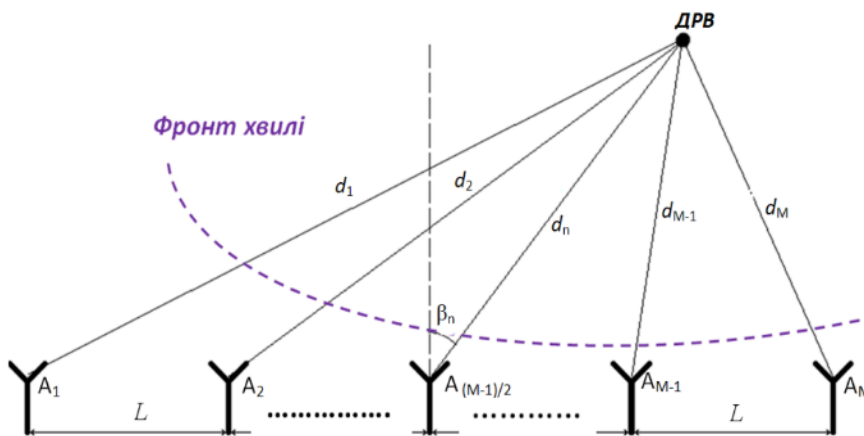


Рисунок 3.2 – Еквідистантна ЛАР та сферичний фронт хвилі на її розкритті

Фазовий зсув $\Delta\phi_m(\beta_n, d_n)$ визначається відповідно до співвідношення

$$\Delta\phi_m(\beta_n, d_n) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m(\beta_n, d_n) - d_n), \quad (3.7)$$

де $d_m(\beta_n, d_n)$ – дальність від ДРВ з координатами (β_n, d_n) до m -го елемента ЛАР радіопеленгатора, $m = 1 \dots M$.

Дальність $d_m(\beta_n, d_n)$ як при парній так і непарній кількості M елементів ЛАР визначається згідно співвідношення:

$$d_m(\beta_n, d_n) = \sqrt{0,25(M+1-2m)^2 L^2 + d_n^2 + (M+1-2m)Ld_n \sin \beta_n}, \quad m = 1 \dots M \quad (3.8)$$

Оскільки при практичній реалізації методу пеленгації Кейпона у радіопеленгаторі отримання істинної кореляційної матриці \mathbf{R}_{xx} з використанням цифрової обробки сигналів не є можливим через неможливість усереднення добутку $\mathbf{x}(t) \cdot \mathbf{x}^H(t)$ за нескінченною множиною реалізацій або (для ергодичних процесів) на нескінченному часовому інтервалі на практиці, у припущенні ергодичності процесу $\mathbf{x}(t)$, замість матриці \mathbf{R}_{xx} зазвичай використовується її максимально правдоподібна вибіркова оцінка [59], яку можна отримати по часовій вибірці векторів $\mathbf{x}(t)$ в моменти часу $t_1 \dots t_k$

$$\mathbf{R}_{xx} = \frac{1}{2K} \sum_{k=1}^K \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k), \quad (3.9)$$

де K – кількість часових відліків на інтервалі спостереження.

На рис.3.3 у логарифмічній шкалі відповідно до (3.2) представлено результати математичного моделювання за допомогою обчислювального середовища MathCad 14 функції просторового спектру $Q(\beta)$ при прийманні ЛАР радіопеленгатору сигналу з несучою частотою $f = 1000$ МГц ($\lambda = 0,3$ м) від одного ДРВ з пеленгом $\beta = 0^\circ$ (рис.3.3,а); 30° (рис.3.3,б); 45° (рис.3.3,в); 60° (рис.3.3,г); 75° (рис.3.3,г); 80° (рис.3.3,д), що розташоване на різних відстанях від радіопеленгатору, які відповідно дорівнюють $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$; $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$; $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$; $d_4 = 0,5R_{ДЗ}$; $d_5 = 0,75R_{ДЗ}$; $d_6 = R_{ДЗ}$; $d_7 = 5R_{ДЗ}$; $d_8 = 10R_{ДЗ}$. Відношення сигнал/шум в каналі антенної решітки прийнято рівним $h_{[дБ]} = 30$ дБ, смуга пропускання та коефіцієнт шуму приймального тракту радіопеленгатору відповідно дорівнюють $\Delta f = 30$ МГц та $K_{ш} = 4$ дБ, що відповідає потужності внутрішньоприймального шуму $\sigma^2 = 1,7 \cdot 10^{-13}$ Вт (або -97,7 дБм).

Еквідистантна ЛАР радіопеленгатору складається з $M = 20$ неспрямованих ($F(\beta) \approx 1$) елементів з міжелементною відстанню $L = 0,5\lambda = 0,15$ м. Загальний розмір

розкрити ЛАР склав $L_p = 2,85$ м, а границі ближньої та далекої зон відповідно до (1.3) та (1.4) дорівнюють $R_{Б.З} = 5,4$ м ; $R_{Д.З} = 54$ м.

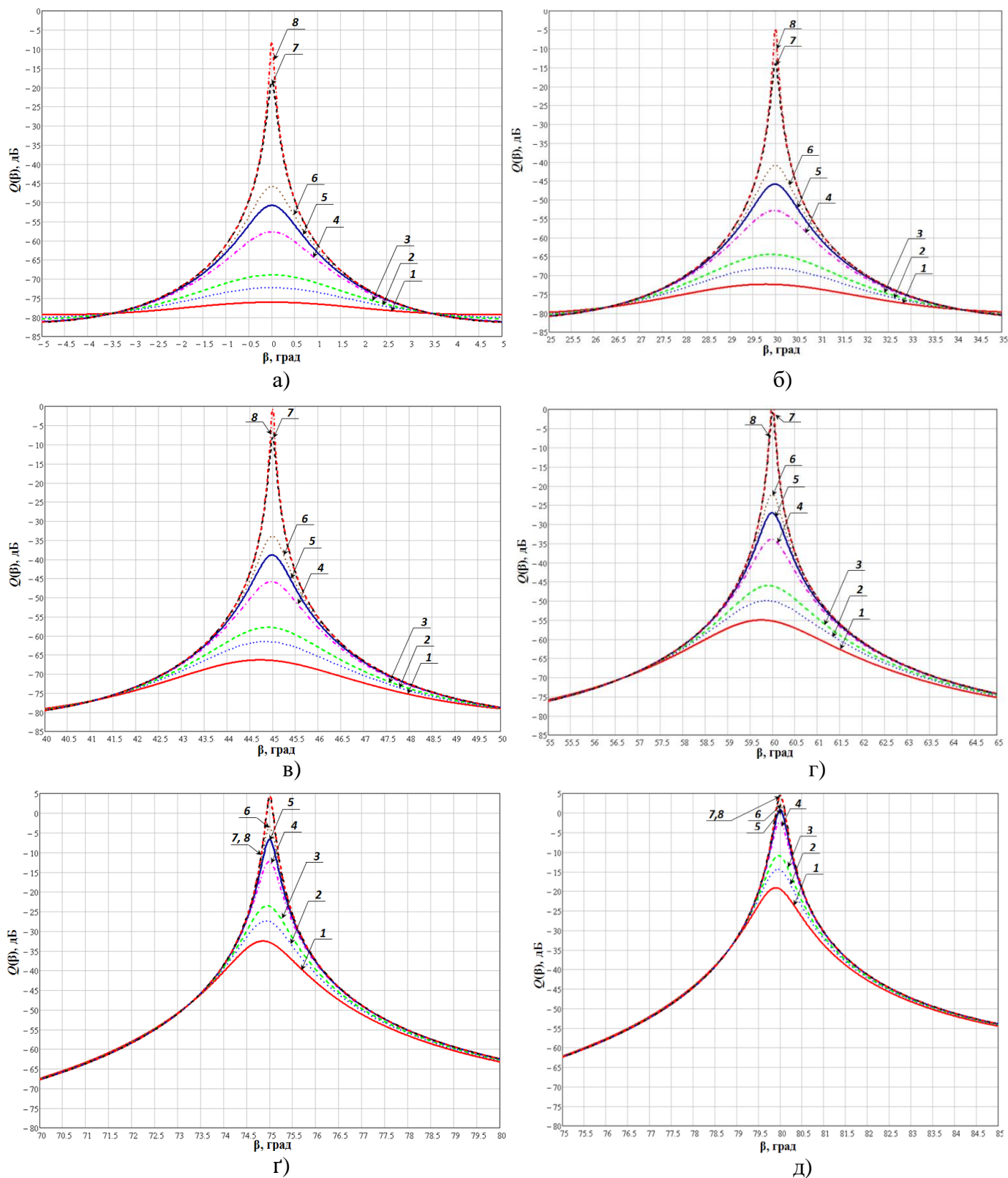
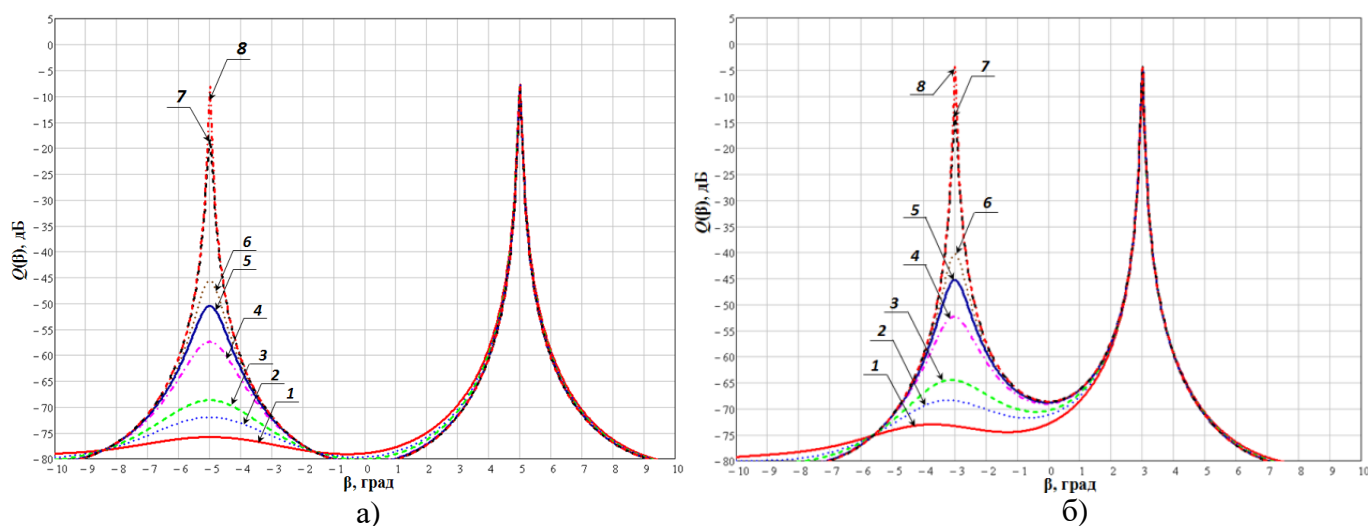


Рисунок 3.3 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на відстані $d_1 = 0,15R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,2R_{Д.З}$ (крива 2); $d_3 = 0,25R_{Д.З}$ (крива 3); $d_4 = 0,5R_{Д.З}$ (крива 4); $d_5 = 0,75R_{Д.З}$ (крива 5); $d_6 = R_{Д.З}$ (крива 6); $d_7 = 5R_{Д.З}$ (крива 7); $d_8 = 10R_{Д.З}$ (крива 8) на пеленгу: а) $\beta = 0^\circ$; б) $\beta = 30^\circ$; в) $\beta = 45^\circ$; г) $\beta = 60^\circ$; ґ) $\beta = 75^\circ$; д) $\beta = 80^\circ$

Аналіз графіків на рис.3.3 показує, що при знаходженні ДРВ в проміжній зоні на відстанях порядку $d = 0,15R_{ДЗ} \dots 0,25R_{ДЗ}$ екстремум просторового спектру $Q(\beta)$, по-перше, має значну кутову протяжність, а по-друге, має досить мале амплітудне значення $-75 \dots -57$ дБ у порівнянні з випадком розташування цього ж самого ДРВ в далекій зоні на відстанях порядку $d = 5R_{ДЗ} \dots 10R_{ДЗ}$, де екстремум є значно вужчим і його амплітуда є значно більшою та змінюється в межах від -20 до $+5$ дБ. Це особливо помітно при кутах пеленга ДРВ $\beta = -45^\circ \dots 45^\circ$ при однаковому відношенні сигнал/шум $h_{[дБ]} = 30$ дБ незалежно від дальності розташування ДРВ.

На рис.3.4 відповідно до (3.2) відображено просторовий спектр при пеленгуванні двох ДРВ, що розташовані на пеленгах $\beta_1 = -5^\circ$, $\beta_2 = 5^\circ$ (рис.3.4,а); $\beta_1 = -3^\circ$, $\beta_2 = 3^\circ$ (рис.3.4,б); $\beta_1 = -2^\circ$, $\beta_2 = 2^\circ$ (рис.3.4, в); $\beta_1 = -1^\circ$, $\beta_2 = 1^\circ$ (рис.3.4,г). При цьому відстань до 2-го ДРВ була обрана фіксованою і рівною $d = 10R_{ДЗ}$ (далека зона), а відстань до 1-го ДРВ змінювалась і обиралась рівною $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$; $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$; $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$; $d_4 = 0,5R_{ДЗ}$; $d_5 = 0,75R_{ДЗ}$; $d_6 = R_{ДЗ}$; $d_7 = 5R_{ДЗ}$; $d_8 = 10R_{ДЗ}$. Відношення сигнал/шум в каналі антенної решітки для сигналів від кожного з ДРВ для простоти аналізу прийняте рівним $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = 30$ дБ.



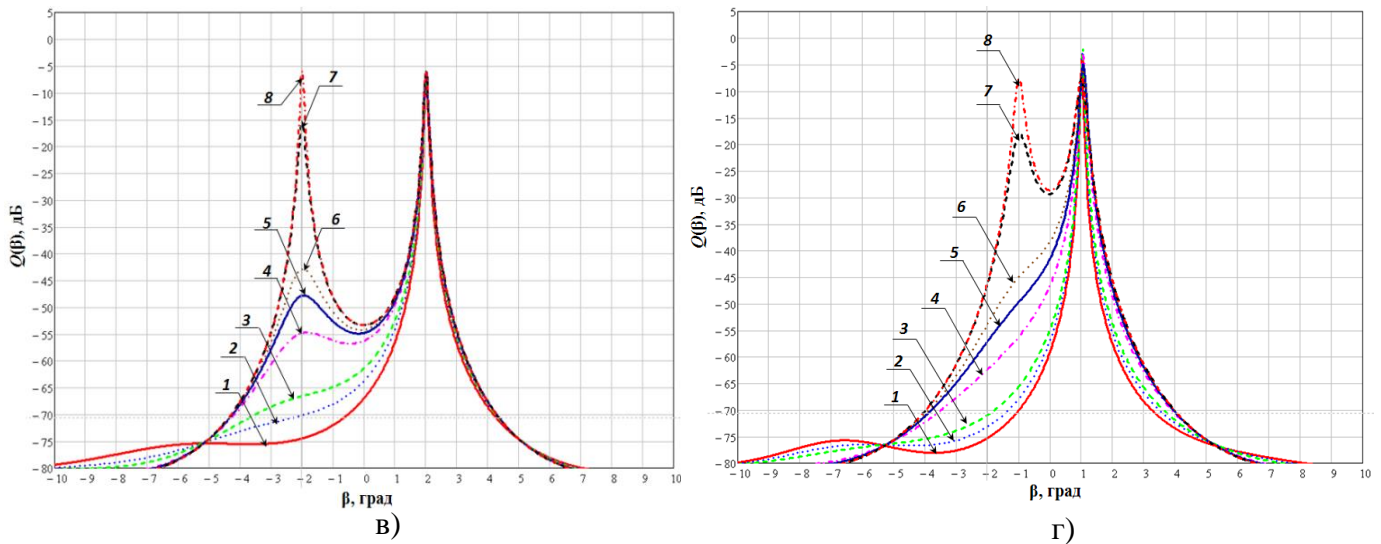


Рисунок 3.4 – Просторовий спектр при пеленгуванні двох ДРВ на пеленгах: а) $\beta_1 = -5^\circ$, $\beta_2 = 5^\circ$; б) $\beta_1 = -3^\circ$, $\beta_2 = 3^\circ$; в) $\beta_1 = -2^\circ$, $\beta_2 = 2^\circ$; г) $\beta_1 = -1^\circ$, $\beta_2 = 1^\circ$: друге ДРВ розташоване на фіксованій відстані $d = 10R_{ДЗ}$ (далека зона), відстань до першого ДРВ є змінною – $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$ (крива 1); $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_4 = 0,5R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_5 = 0,75R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_6 = R_{ДЗ}$ (крива 6); $d_7 = 5R_{ДЗ}$ (крива 7); $d_8 = 10R_{ДЗ}$ (крива 8)

Аналіз просторового спектру на рис.3.4 показує, що при зменшенні кутового рознесення між ДРВ, що пеленгуються, розрізнявальна здатність методу Кейпона за пеленгом тим гірша, чим менша відстань від другого ДРВ до ФРП. Наприклад, згідно рис.3.4,в ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_1 = -2^\circ$ не пеленгується для відстаней, що дорівнюють $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$; $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$; $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$. При розташуванні ДРВ на пеленгах $\beta_1 = -1^\circ$ та $\beta_2 = 1^\circ$ (рис.3.4,г) ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_1 = -1^\circ$, не пеленгується для відстаней до ДРВ, що рівні $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$; $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$; $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$; $d_4 = 0,5R_{ДЗ}$; $d_5 = 0,75R_{ДЗ}$; $d_6 = R_{ДЗ}$.

Подібним чином до рис.3.4 на рис.3.5 відображено просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані на пеленгах $\beta_1 = -5^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 5^\circ$ (рис.3.5,а); $\beta_1 = -3^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 3^\circ$ (рис.3.5,б); $\beta_1 = -2^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 2^\circ$ (рис.3.5,в); $\beta_1 = -1^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 1^\circ$ (рис.3.5,г). Друге ДРВ розташоване на фіксованій відстані $d = 10R_{ДЗ}$ (далека зона), відстань до першого та третього ДРВ однакова і дорівнює – $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$ (крива 1); $d_2 = 0,2R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_3 = 0,25R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_4 = 0,5R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_5 = 0,75R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_6 = R_{ДЗ}$ (крива 6); $d_7 = 5R_{ДЗ}$ (крива 7); $d_8 = 10R_{ДЗ}$

(крива 8). Відношення сигнал/шум в каналі антенної решітки для сигналів від кожного з ДРВ прийняте рівним $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = h_{3[\text{дБ}]} = 30 \text{ дБ}$.

Аналіз просторового спектру на рис.3.5 показує такі самі закономірності, що для просторового спектру на рис.3.4: розрізнявальна здатність ДРВ погіршується зі зменшенням кутового рознесення між ДРВ та при зменшенні відстані від ДРВ до антенної системи радіопеленгатора.

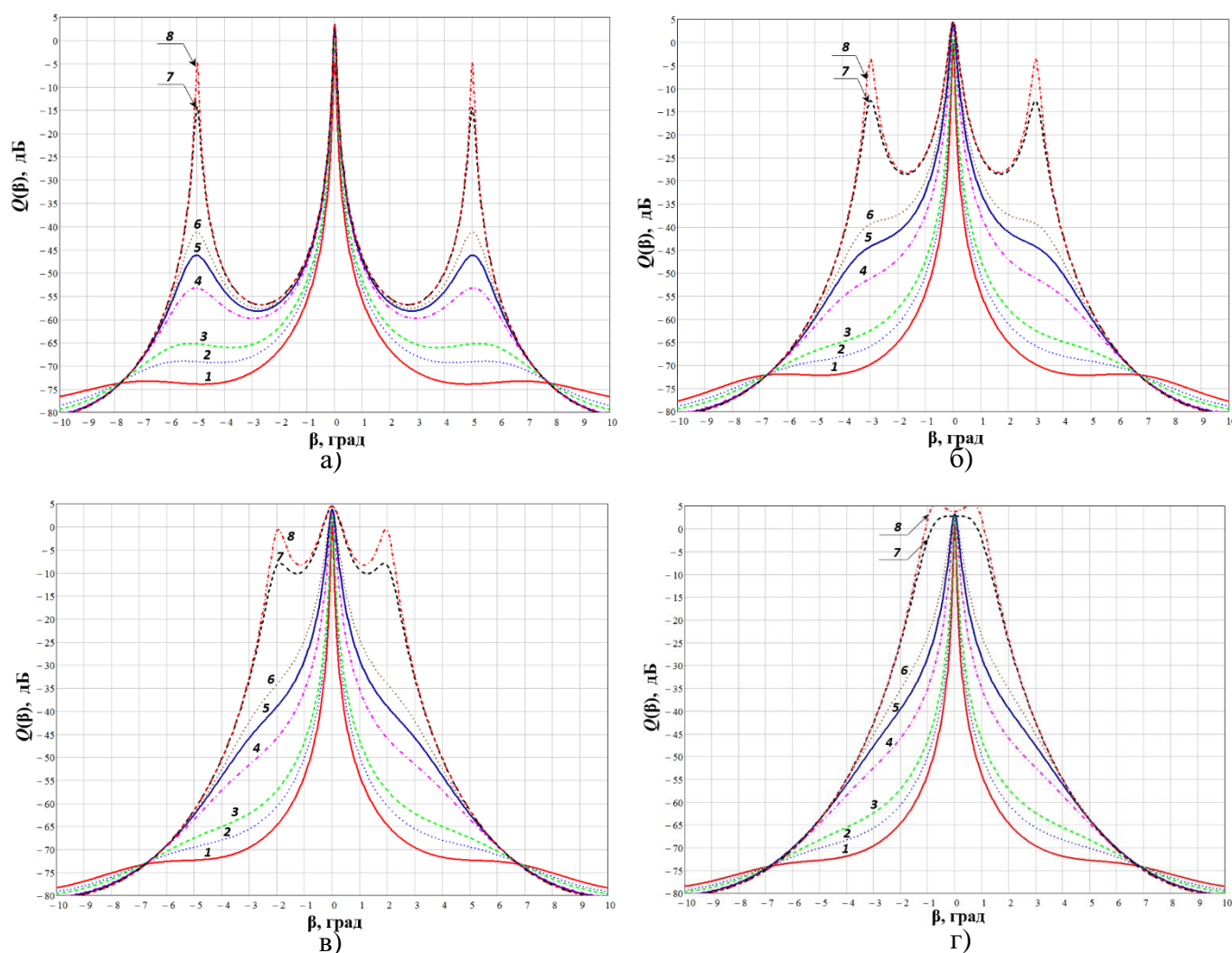


Рисунок 3.5 – Просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані на пеленгах: а) $\beta_1 = -5^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 5^\circ$; б) $\beta_1 = -3^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 3^\circ$; в) $\beta_1 = -2^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 2^\circ$; г) $\beta_1 = -1^\circ$, $\beta_2 = 0^\circ$, $\beta_3 = 1^\circ$: друге ДРВ розташоване на фіксованій відстані $d = 10R_{\text{ДЗ}}$ (далека зона), відстань до першого та третього ДРВ однакова і дорівнює – $d_1 = 0,15R_{\text{ДЗ}}$ (крива 1); $d_2 = 0,2R_{\text{ДЗ}}$ (крива 2); $d_3 = 0,25R_{\text{ДЗ}}$ (крива 3); $d_4 = 0,5R_{\text{ДЗ}}$ (крива 4); $d_5 = 0,75R_{\text{ДЗ}}$ (крива 5); $d_6 = R_{\text{ДЗ}}$ (крива 6); $d_7 = 5R_{\text{ДЗ}}$ (крива 7); $d_8 = 10R_{\text{ДЗ}}$ (крива 8)

Отже можна констатувати, що у випадку, коли ДРВ знаходиться в зоні Френеля і фазовий фронт ЕМХ від нього на розкритті ЛАР буде сферичним, аналіз функції просторового спектру $Q(\beta)$ вказує на погіршення розпізнавання такого ДРВ за пеленгом на фоні ДРВ далекої зони, оскільки значення функції $Q(\beta)$ для ДРВ проміжної зони стають тим меншими у порівнянні зі значеннями цієї ж функції для ДРВ далекої зони, чим меншою є відстань між ДРВ та антенною системою ФРП.

Складність визначення пеленга ДРВ, розташованого в ближній/проміжній зоні ЛАР ФРП можна пояснити «розпливанням» в цій зоні головної пелюстки ХС, оскільки ЛАР за допомогою вектора-гіпотези $S_\alpha(\beta)$ сфокусована для прийому сигналу з далекої зони, тобто ЛАР є дефокусованою відносно ДРВ проміжної зони. Отже, для визначення пеленга ДРВ, розташованого в ближній/проміжній зоні на відстані d_0 необхідно сфокусувати ЛАР ФРП на відстань d_0 в цій зоні. Це в свою чергу призведе до дефокусування ЛАР ФРП відносно далекої зони, що, спричинить погіршення пеленгування ДРВ, які розташовані в далекій зоні.

Отже актуальним завданням є удосконалення (модифікація) методу Кейпона, який дозволить визначати пеленги ДРВ як далекої зони так й ближньої/проміжної зони, при їх розташуванні на будь-якій відстані, навіть при $d < 0,25R_{дз}$.

3.3 Удосконалений метод пеленгації Кейпона для визначення координат джерел радіовипромінювання проміжної та далекої зон за формою фазового фронту електромагнітної хвилі

Для підвищення точності визначення пеленга β_n ДРВ, що розташоване в проміжній зоні на дальності d_n , необхідно врахувати у математичній моделі вектора-гіпотези очікуваного сигналу ЛАР (3.4) сферичність фазового фронту його ЕМХ, яка у загальному випадку описується фазовим зсувом (3.7). Тому подамо математичну модель вектора-гіпотези (3.4) у вигляді вектору-стовпця, що згідно (3.7) враховуватиме на розкритті ЛАР сферичність фронту ЕМХ очікуваного сигналу від ДРВ проміжної зони з пеленгом β та дальністю d

$$\mathbf{S}_\alpha(\beta, d) = \left[\exp(-j\Delta\varphi_1(\beta, d)) \quad \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta, d)) \quad \dots \quad \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta, d)) \right]^T, \quad (3.10)$$

де $\Delta\varphi_m(\beta, d)$ – фазовий зсув між m -м та центральним елементом ЛАР для очікуваного сигналу від ДРВ, що розташоване в проміжній зоні на дальності d та пеленгу β , який розраховується відповідно до (3.7).

Варто відзначити, що при виконанні умови $d \rightarrow \infty$, яка еквівалента переміщенню ДРВ з проміжної зони у далеку зону, відповідно до (2.8) отримаємо, що вираз (3.10) перетвориться на (3.4), тобто вектор-гіпотеза очікуваного сигналу ДРВ проміжної зони переходить у вектор-гіпотезу очікуваного сигналу ДРВ далекої зони: $\mathbf{S}_\alpha(\beta, d) = \mathbf{S}_\alpha(\beta)$.

Тоді, удосконалений алгоритм пеленгації Кейпона [91, 108, 138] передбачатиме обчислення функції просторового спектру по вихідних сигналів ЛАР, яка залежить як від пеленга ДРВ так і від дальності його розташування в проміжній зоні, тобто

$$Q_{\text{пз}}(\beta, d) = \frac{1}{\mathbf{S}_\alpha^H(\beta, d) \cdot \mathbf{R}_{xx}^{-1} \cdot \mathbf{S}_\alpha(\beta, d)} \quad (3.11)$$

Отже, визначивши управляючий вектор ЛАР $\mathbf{S}_\alpha(\beta, d)$, що дозволяє враховувати сферичність фронту ЕМХ від ДРВ при заданій геометричній конфігурації ЛАР, алгоритм визначення кута пеленга β_n і відстані d_n до ДРВ, що розташовані в проміжній зоні ЛАР ФРП, можна представити такими етапами [79, 89-92, 108]:

- 1) приймання та обробка сигналів в каналах ЛАР;
- 2) формування вибіркової оцінки кореляційної матриці \mathbf{R}_{xx} прийнятих сигналів відповідно до (3.11);
- 3) Обчислення оберненої кореляційної матриці \mathbf{R}_{xx}^{-1} ;
- 4) Формування векторів-гіпотез для далекої $\mathbf{S}_\alpha(\beta)$ та проміжної $\mathbf{S}_\alpha(\beta, d)$ зони згідно з (3.4) та (3.10);
- 5) Обчислення функції (3.2) просторового спектру $Q(\beta)$ далекої зони та визначення кількості $N_{\text{дз}}$ ДРВ в далекій зоні за її екстремумами;

6) обчислення функції $Q_{ПЗ}(\beta, d)$ в K точках проміжної зони на фіксованих дальностях d_k , $k=1 \dots K$, наприклад: $d_1=R_{Д.З}$, $d_2=0,75R_{Д.З}$, $d_3=0,5R_{Д.З}$, $d_{K-1}=0,25R_{Д.З}$, $d_K=0,125R_{Д.З}$ і. т. д.

7) визначення з отриманої в проміжній зоні сукупності суміжних дальностей (d_1, \dots, d_K) тієї пари суміжних значень (d_{k-1}, d_k) , які описують діапазон дальностей $\Delta d_{(k-1)k} = d_{k-1} - d_k$, при яких спостерігаються максимальні значення функції $Q_{ПЗ}(\beta, d)$ згідно (3.11), тобто конкретизація тієї частини проміжної зони, в якій знаходиться ДРВ;

8) розбиття діапазону $\Delta d_{(k-1)k}$ на T рівномірних піддіапазонів з кроком δd ($\Delta d = L \delta d$) (рис.3.6) і обчислення функції $Q_{ПЗ}(\beta, d)$ в точках $d_{(k-1)l} = d_{k-1} + t \delta d$, $t = 1 \dots T$.

9) визначення за отриманою сукупністю $(Q_{ПЗ}(\beta, d_{(k-1)1}) \dots Q_{ПЗ}(\beta, d_{(k-1)L}))$ шуканої дальності d_p і пеленга β_p p -го ДРВ проміжної зони за правилом $(d_p, \beta_p) = \arg\max(Q_{ПЗ}(\beta, d_{(k-1)l}))$, $p = 1 \dots N_{ПЗ}$, причому оцінка дальності d_p буде тим точніша, чим менший крок δd .

На рис.3.7 відображено основні етапи запропонованого удосконаленого методу Кейпона для визначення пеленгу ДРВ та дальності до ДРВ при його розташуванні в проміжній зоні та пеленгу ДРВ при його розташуванні в далекій зоні.

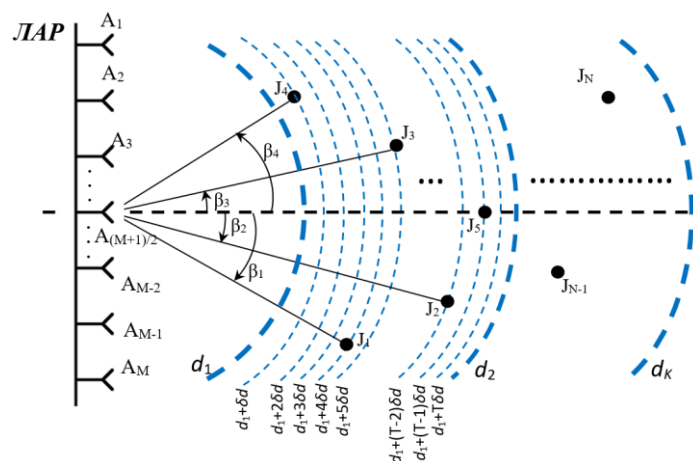


Рисунок 3.6 – Лінійна АР та відстань, на яку вона фокусується

Узагальнена структурна схема радіопеленгатора для визначення координат декількох ДРВ за класичним та удосконаленим методом Кейпона у складі антенної решітки 1, блоку приймачів 2, блоку АЦП 3 та мікропроцесорного пристрою 4

зображена на рис.3.8. Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою 4 радіопеленгатора, який реалізує обчислення просторового спектру відповідно до виразів (3.2) та (3.11) відображена на рис.3.9.

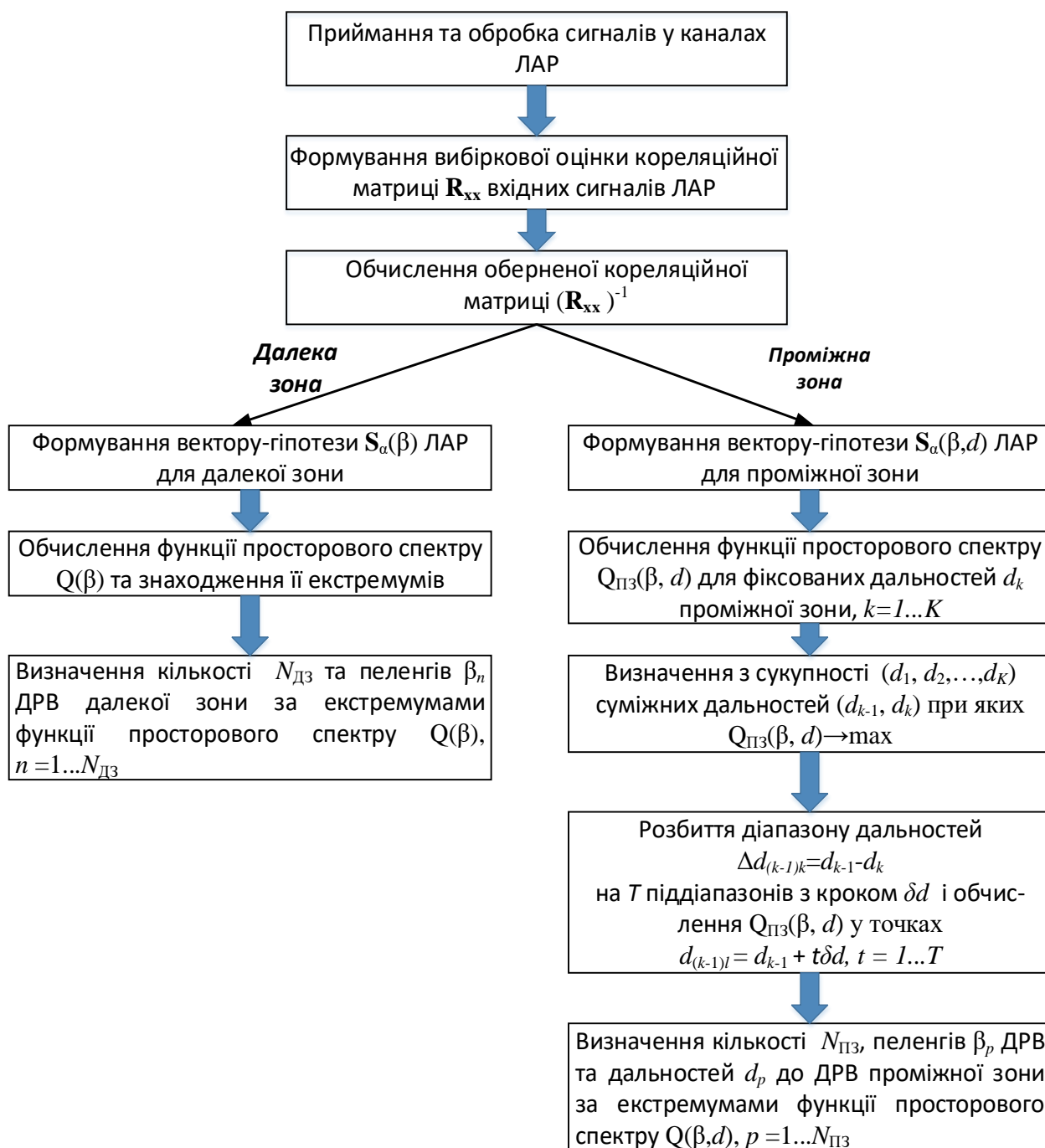


Рисунок 3.7 – Основні етапи удосконаленого методу Кейпона для визначення координат місцезнаходження ДРВ в проміжній зоні, що пропонується

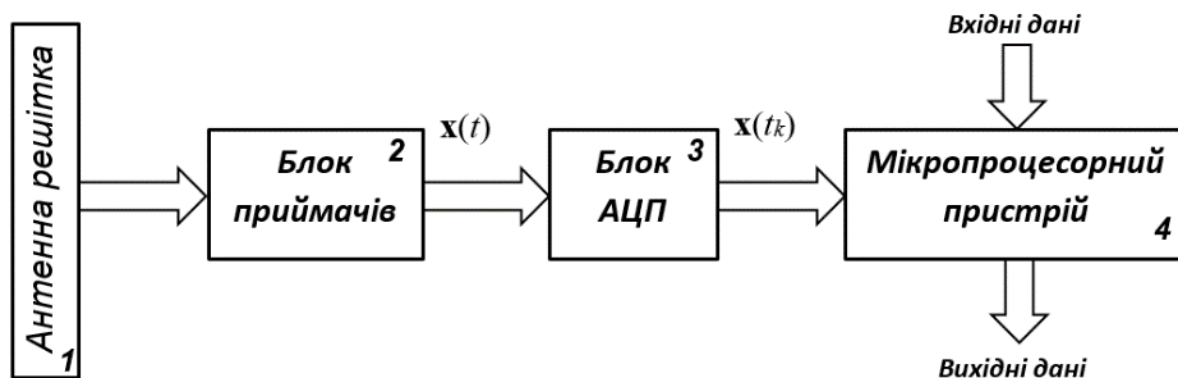


Рисунок 3.8 – Узагальнена структурна схема радіопеленгатора для визначення координат кількох ДРВ за методом Кейпона

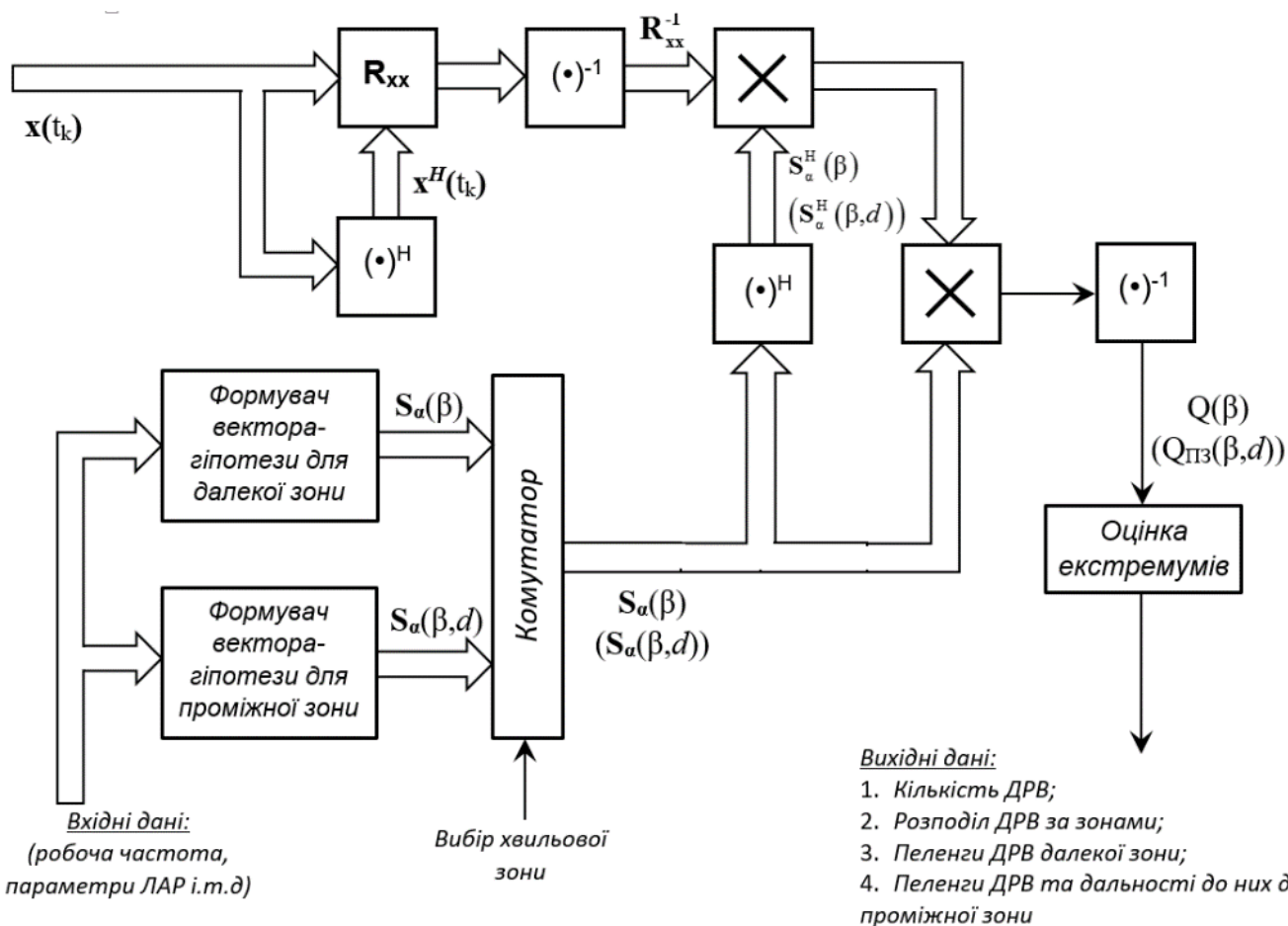


Рисунок 3.9 – Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою радіопеленгатора, що працює за методом Кейпона

Для дослідження потенційних характеристик запропонованого в [91] удосконаленого методу Кейпона при пеленгуванні ДРВ проміжної та далекої зон було використано алгоритм, структурна схема якого зображена на рис.3.10.

На рис.3.11 представлений просторовий спектр $Q_{\text{ПЗ}}(\beta, d)$, що побудований відповідно до (3.11) для випадку розташування ДРВ в проміжній зоні на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ та дальності $d_0 = 0,15R_{\text{Д.З}}$, при послідовному фокусуванні лінійної АР з кроком $\delta d = 0,01R_{\text{Д.З}}$ за допомогою вектора-гіпотези $S_a(\beta, d)$ на дальності $d_1 = 0,1R_{\text{Д.З}}$; $d_2 = 0,11R_{\text{Д.З}}$; $d_3 = 0,12R_{\text{Д.З}}$; $d_4 = 0,13R_{\text{Д.З}}$; $d_5 = 0,14R_{\text{Д.З}}$; $d_6 = 0,15R_{\text{Д.З}}$ (рис.3.11,а) та дальності $d_6 = 0,15R_{\text{Д.З}}$; $d_7 = 0,16R_{\text{Д.З}}$; $d_8 = 0,17R_{\text{Д.З}}$; $d_9 = 0,18R_{\text{Д.З}}$; $d_{10} = 0,19R_{\text{Д.З}}$; $d_{11} = 0,2R_{\text{Д.З}}$ (рис.3.11,б) при $M = 20$ та $\lambda = 0,3$ м.

Подібним чином до рис.3.11 на рис.3.12-рис.3.14 представлений просторовий спектр $Q_{\text{ПЗ}}(\beta, d)$, що побудований відповідно до (3.11) для випадку розташування ДРВ в проміжній зоні на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ та дальності $d_0 = 0,2R_{\text{Д.З}}$ (рис.3.12); $d_0 = 0,25R_{\text{Д.З}}$ (рис.3.13); в) $d_0 = 0,5R_{\text{Д.З}}$ (рис.3.14) при послідовному фокусуванні лінійної АР з кроком $\delta d = 0,01R_{\text{Д.З}}$ в межах $(d_0 - 5\delta d, d_0 + 5\delta d)$.

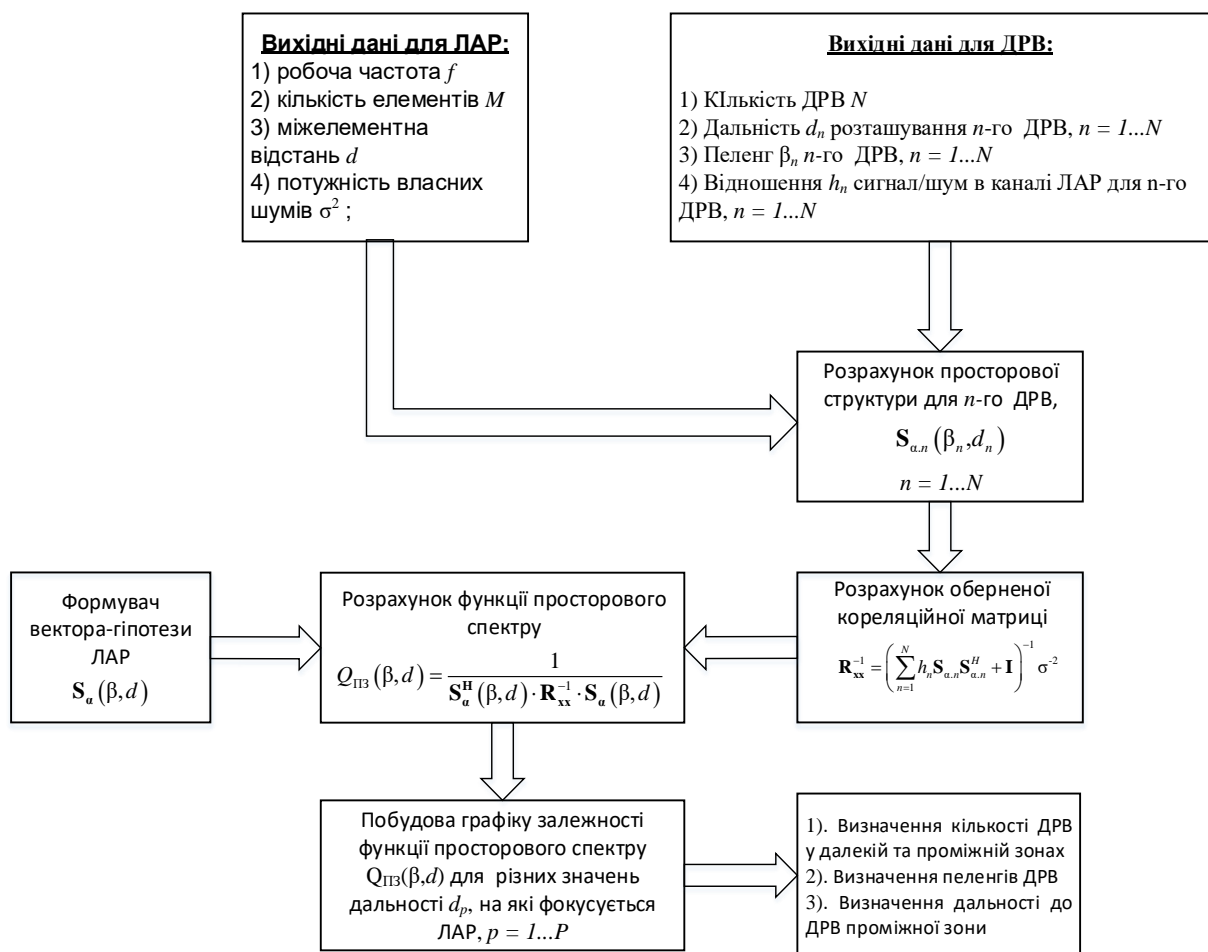


Рисунок 3.10 – Структурна схема алгоритму дій для дослідження потенційних характеристик методу Кейпона

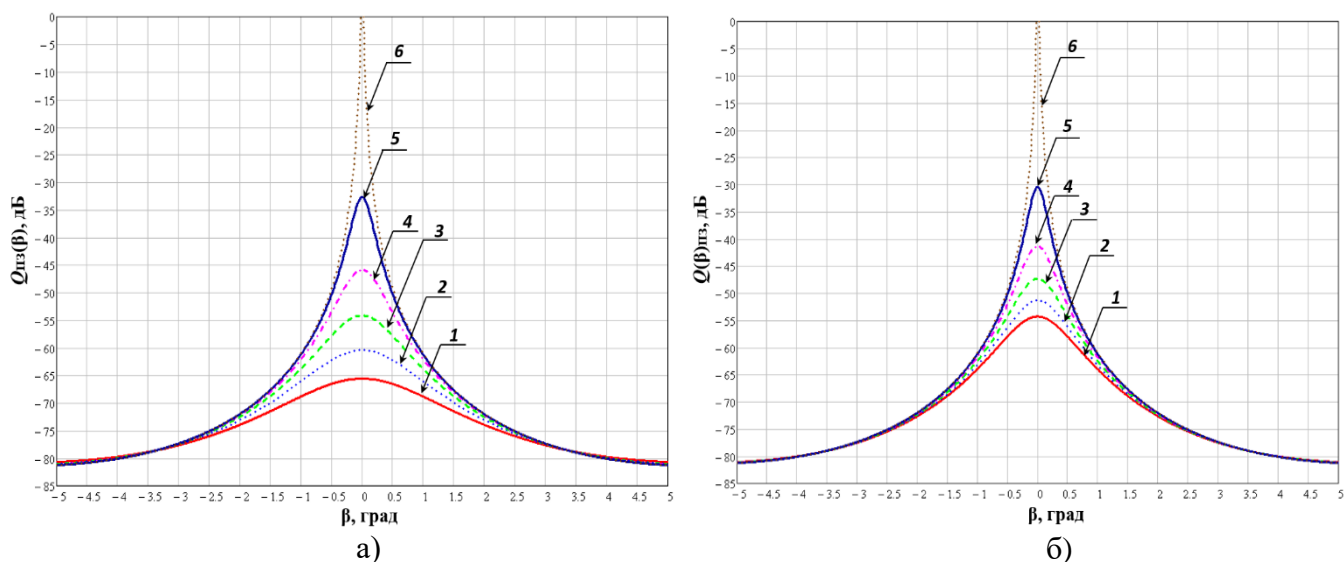


Рисунок 3.11 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ відстані $d_0 = 0,15R_{Д.З}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,1R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,11R_{Д.З}$ (крива 2); $d_3 = 0,12R_{Д.З}$ (крива 3); $d_4 = 0,13R_{Д.З}$ (крива 4); $d_5 = 0,14R_{Д.З}$ (крива 5); $d_6 = 0,15R_{Д.З}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,15R_{Д.З}$ (крива 6); $d_7 = 0,16R_{Д.З}$ (крива 5); $d_8 = 0,17R_{Д.З}$ (крива 4); $d_9 = 0,18R_{Д.З}$ (крива 3); $d_{10} = 0,19R_{Д.З}$ (крива 2); $d_{11} = 0,2R_{Д.З}$ (крива 1)

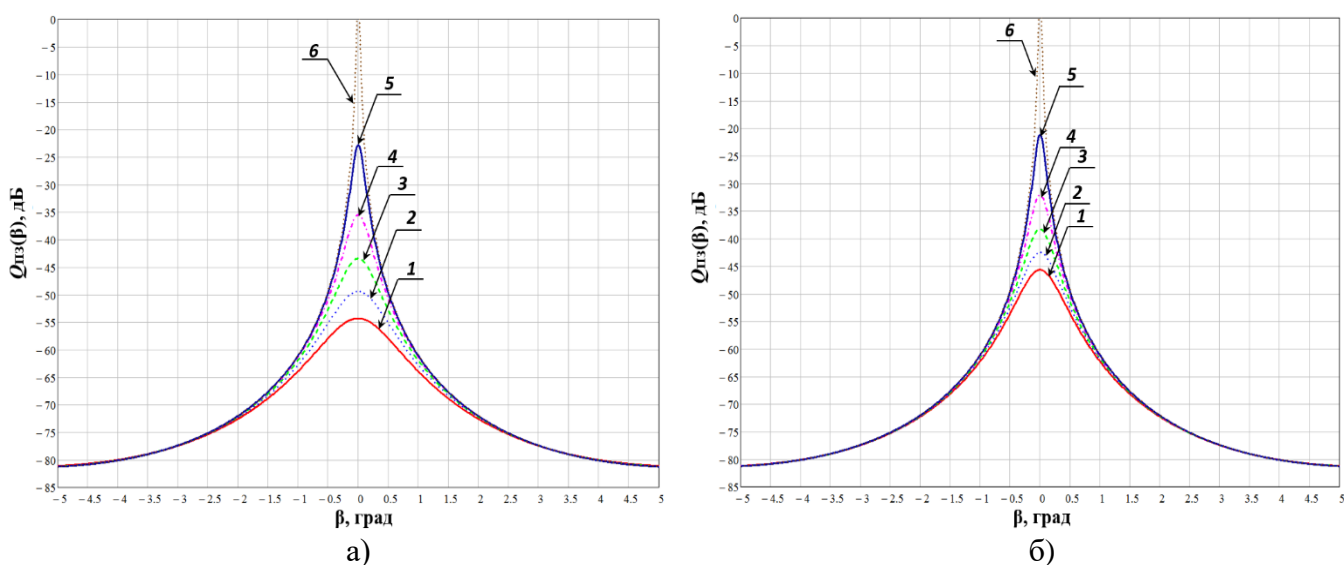


Рисунок 3.12 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ відстані $d_0 = 0,2R_{Д.З}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,15R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,16R_{Д.З}$ (крива 2); $d_3 = 0,17R_{Д.З}$ (крива 3); $d_4 = 0,18R_{Д.З}$ (крива 4); $d_5 = 0,19R_{Д.З}$ (крива 5); $d_6 = 0,2R_{Д.З}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,2R_{Д.З}$ (крива 6); $d_7 = 0,21R_{Д.З}$ (крива 5); $d_8 = 0,22R_{Д.З}$ (крива 4); $d_9 = 0,23R_{Д.З}$ (крива 3); $d_{10} = 0,24R_{Д.З}$ (крива 2); $d_{11} = 0,25R_{Д.З}$ (крива 1)

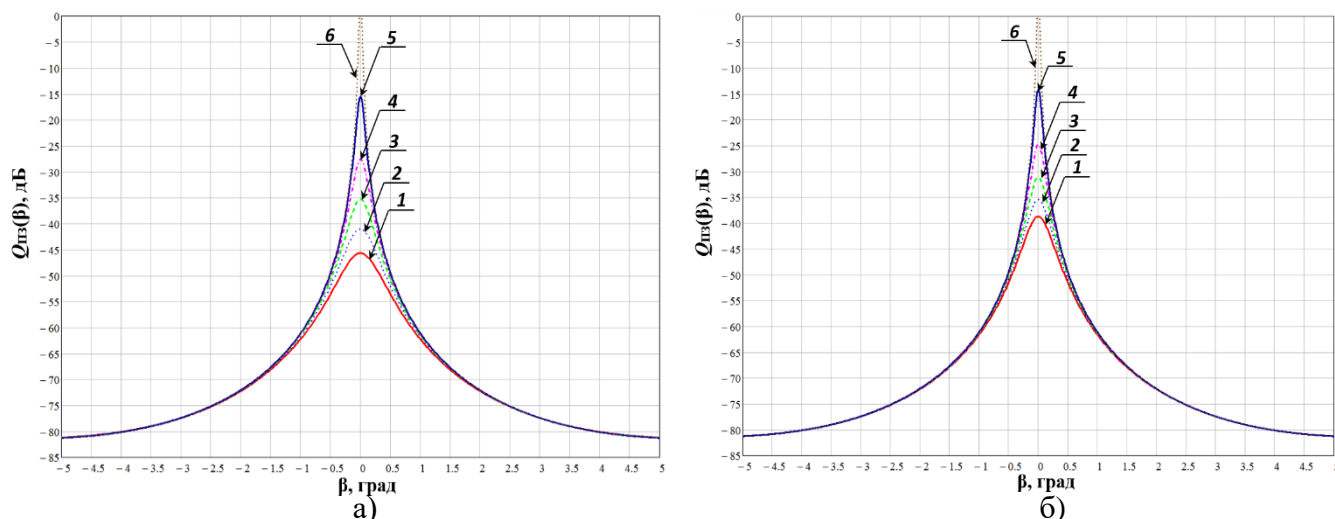


Рисунок 3.13 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ відстані $d_0 = 0,25R_{Д.з}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,2R_{Д.з}$ (крива 1); $d_2 = 0,21R_{Д.з}$ (крива 2); $d_3 = 0,22R_{Д.з}$ (крива 3); $d_4 = 0,23R_{Д.з}$ (крива 4); $d_5 = 0,24R_{Д.з}$ (крива 5); $d_6 = 0,25R_{Д.з}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,25R_{Д.з}$ (крива 6); $d_7 = 0,26R_{Д.з}$ (крива 5); $d_8 = 0,27R_{Д.з}$ (крива 4); $d_9 = 0,28R_{Д.з}$ (крива 3); $d_{10} = 0,29R_{Д.з}$ (крива 2); $d_{11} = 0,3R_{Д.з}$ (крива 1)

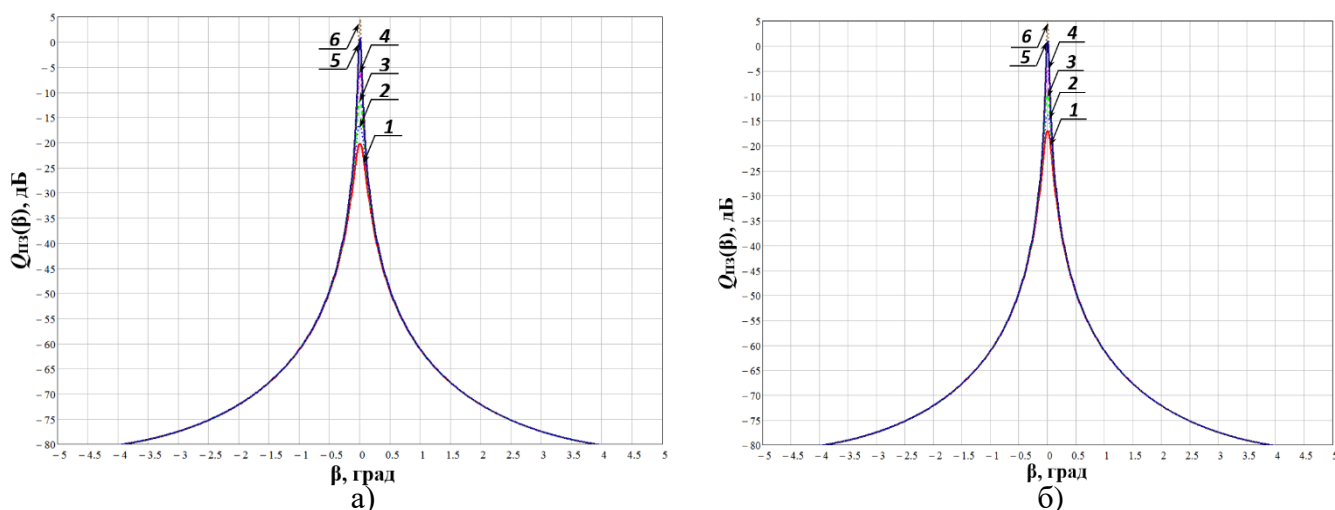


Рисунок 3.14 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=0^\circ$ відстані $d_0 = 0,5R_{Д.з}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,45R_{Д.з}$ (крива 1); $d_2 = 0,46R_{Д.з}$ (крива 2); $d_3 = 0,47R_{Д.з}$ (крива 3); $d_4 = 0,48R_{Д.з}$ (крива 4); $d_5 = 0,49R_{Д.з}$ (крива 5); $d_6 = 0,5R_{Д.з}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,5R_{Д.з}$ (крива 6); $d_7 = 0,51R_{Д.з}$ (крива 5); $d_8 = 0,52R_{Д.з}$ (крива 4); $d_9 = 0,53R_{Д.з}$ (крива 3); $d_{10} = 0,54R_{Д.з}$ (крива 2); $d_{11} = 0,55R_{Д.з}$ (крива 1)

Аналіз просторового спектру, що представлений на рис.3.12 - 3.14, показує, що максимум функції просторового спектру, і відповідно мінімум його ширини буде на пеленгу ДРВ тільки для випадку співпадіння дальності до ДРВ ($d_0 = 0,15R_{Д.з}$; $0,2R_{Д.з}$; $0,25R_{Д.з}$; $0,5R_{Д.з}$) з дальністю, на яку фокусується ЛАР радіопеленгатора ($d_6 = 0,15R_{Д.з}$; $0,2R_{Д.з}$; $0,25R_{Д.з}$; $0,5R_{Д.з}$). Того ж самого висновку можна дійти, якщо

проаналізувати просторові спектри $Q_{ПЗ}(\beta, d)$, що представлені на рис.3.15-3.18 та побудовані відповідно до (3.11) для випадку розташування ДРВ в проміжній зоні на пеленгу $\beta_0=30^\circ$ та дальностях $d_0 = 0,15R_{ДЗ}; 0,2R_{ДЗ}; 0,25R_{ДЗ}; 0,5R_{ДЗ}$.

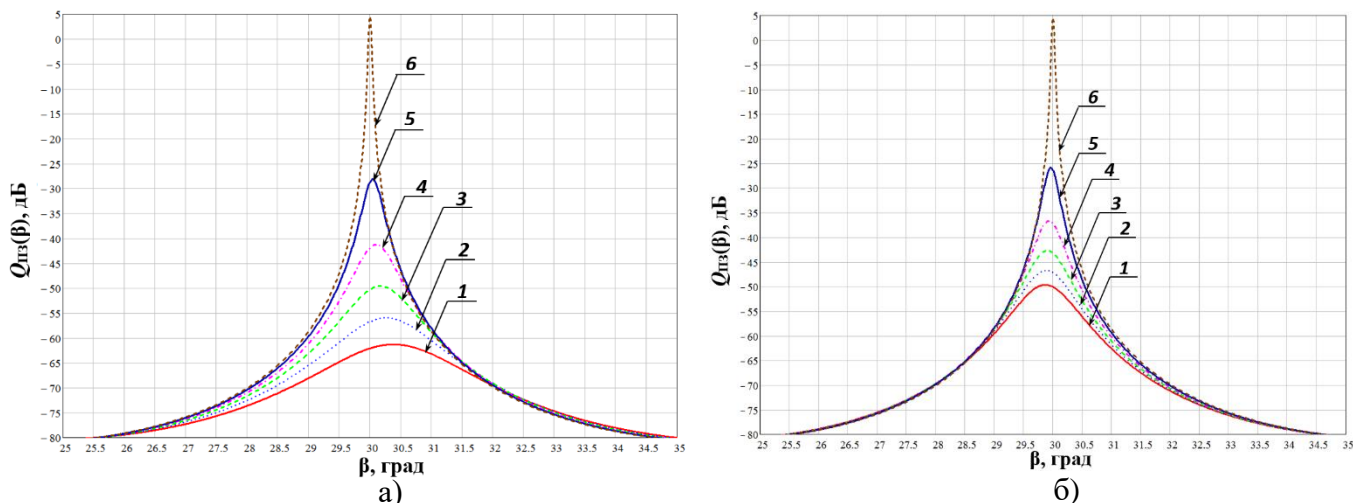


Рисунок 3.15 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=30^\circ$ відстані $d_0 = 0,15R_{ДЗ}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$ (крива 1); $d_2 = 0,11R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_3 = 0,12R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_4 = 0,13R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_5 = 0,14R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_6 = 0,15R_{ДЗ}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,15R_{ДЗ}$ (крива 6); $d_7 = 0,16R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_8 = 0,17R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_9 = 0,18R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_{10} = 0,19R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_{11} = 0,2R_{ДЗ}$ (крива 1)

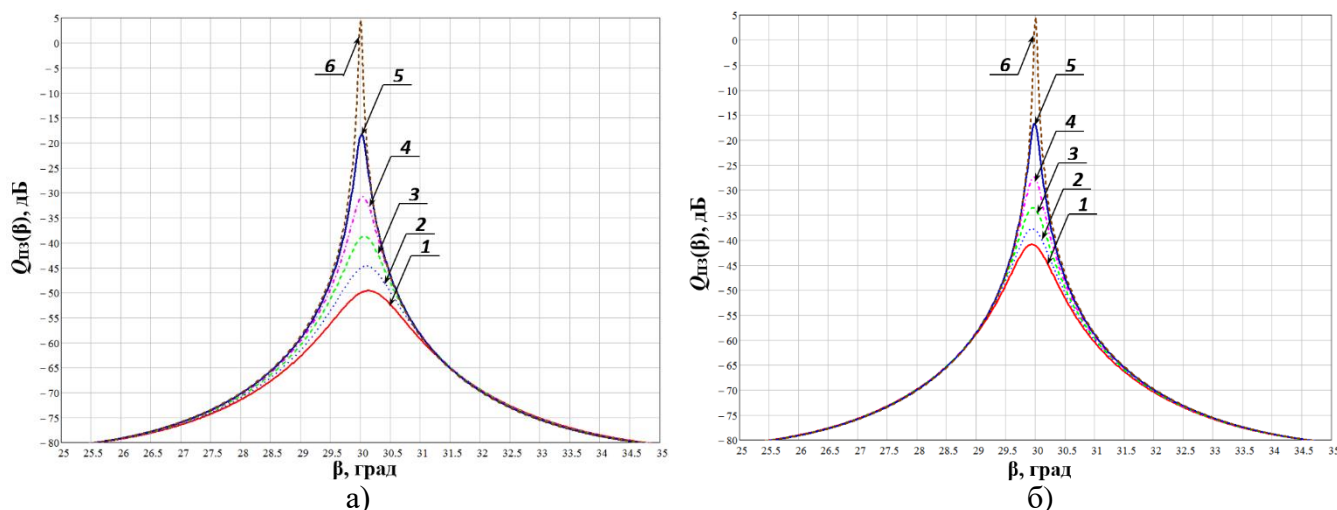


Рисунок 3.16 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=30^\circ$ відстані $d_0 = 0,2R_{ДЗ}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,15R_{ДЗ}$ (крива 1); $d_2 = 0,16R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_3 = 0,17R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_4 = 0,18R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_5 = 0,19R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_6 = 0,2R_{ДЗ}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,2R_{ДЗ}$ (крива 6); $d_7 = 0,21R_{ДЗ}$ (крива 5); $d_8 = 0,22R_{ДЗ}$ (крива 4); $d_9 = 0,23R_{ДЗ}$ (крива 3); $d_{10} = 0,24R_{ДЗ}$ (крива 2); $d_{11} = 0,25R_{ДЗ}$ (крива 1)

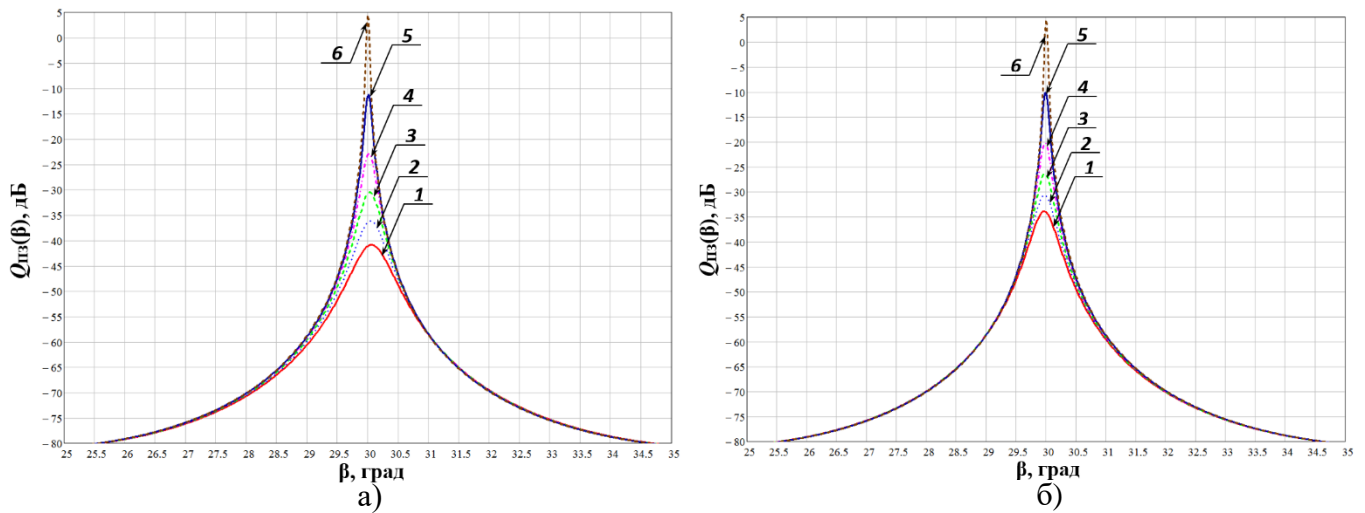


Рисунок 3.17 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=30^\circ$ відстані $d_0 = 0,25R_{Д.З}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,2R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,21R_{Д.З}$ (крива 2); $d_3 = 0,22R_{Д.З}$ (крива 3); $d_4 = 0,23R_{Д.З}$ (крива 4); $d_5 = 0,24R_{Д.З}$ (крива 5); $d_6 = 0,25R_{Д.З}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,25R_{Д.З}$ (крива 6); $d_7 = 0,26R_{Д.З}$ (крива 5); $d_8 = 0,27R_{Д.З}$ (крива 4); $d_9 = 0,28R_{Д.З}$ (крива 3); $d_{10} = 0,29R_{Д.З}$ (крива 2); $d_{11} = 0,3R_{Д.З}$ (крива 1)

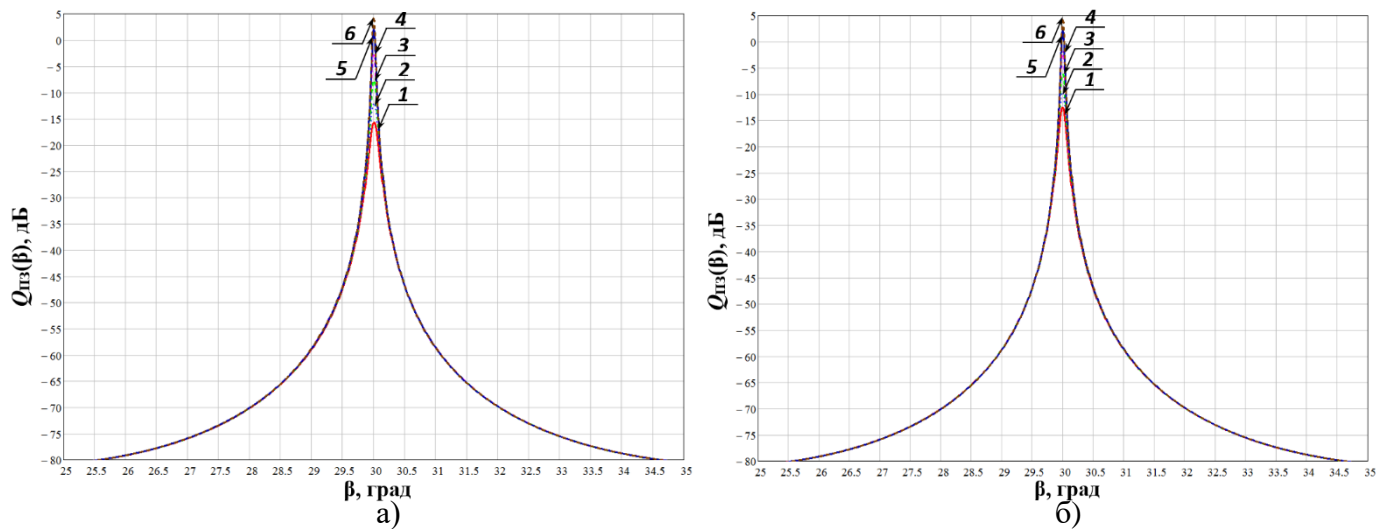


Рисунок 3.18 – Просторовий спектр при пеленгуванні одного ДРВ, що розташоване на пеленгу $\beta_0=30^\circ$ відстані $d_0 = 0,5R_{Д.З}$ при фокусуванні на дальність розташування ДРВ: а) $d_1 = 0,45R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,46R_{Д.З}$ (крива 2); $d_3 = 0,47R_{Д.З}$ (крива 3); $d_4 = 0,48R_{Д.З}$ (крива 4); $d_5 = 0,49R_{Д.З}$ (крива 5); $d_6 = 0,5R_{Д.З}$ (крива 6) б) $d_6 = 0,5R_{Д.З}$ (крива 6); $d_7 = 0,51R_{Д.З}$ (крива 5); $d_8 = 0,52R_{Д.З}$ (крива 4); $d_9 = 0,53R_{Д.З}$ (крива 3); $d_{10} = 0,54R_{Д.З}$ (крива 2); $d_{11} = 0,55R_{Д.З}$ (крива 1)

На рис.3.19 побудовано згідно з (3.11) просторовий спектр $Q_{ПЗ}(\beta, d)$ для випадку, коли $\beta=0^\circ$ в залежності від дальності до ДРВ при розміщенні ДРВ на дальності $d_0 = 0,15R_{Д.З}$ (крива 1), $d_0 = 0,25R_{Д.З}$ (крива 2), $d_0 = 0,5R_{Д.З}$ (крива 3), $d_0 = 0,75R_{Д.З}$ (крива 4), $d_0 = R_{Д.З}$ (крива 5), $d_0 = 5R_{Д.З}$ (крива 6), $d_0 = 10R_{Д.З}$ (крива 7)

при відношенні сигнал/шум в каналі ЛАР, що дорівнює: а) $h_{1[\text{дБ}]} = 30 \text{ дБ}$; б) $h_{1[\text{дБ}]} = 20 \text{ дБ}$; в) $h_{1[\text{дБ}]} = 10 \text{ дБ}$; г) $h_{1[\text{дБ}]} = 5 \text{ дБ}$; р) $h_{1[\text{дБ}]} = 0 \text{ дБ}$; д) $h_{1[\text{дБ}]} = -10 \text{ дБ}$.

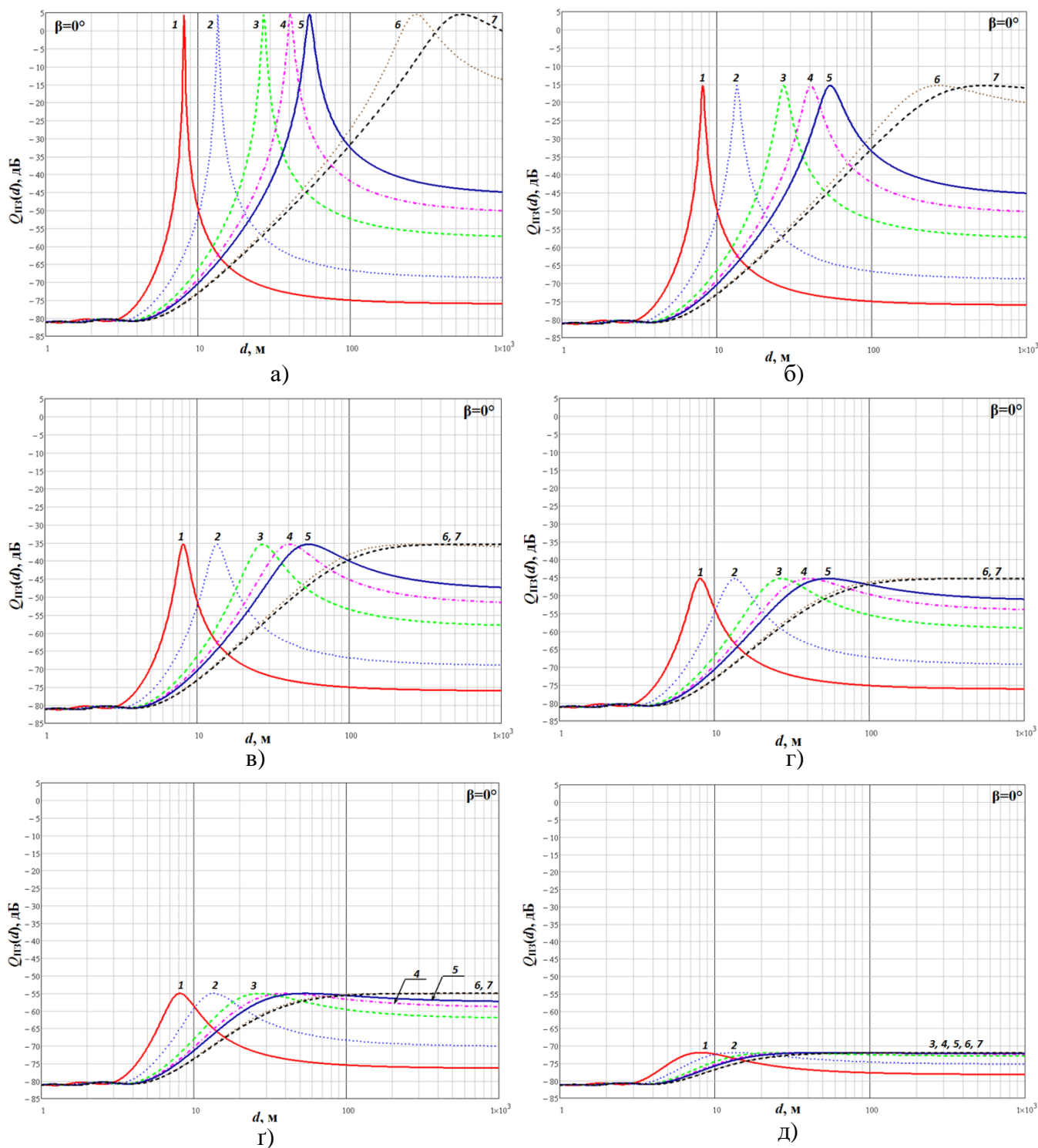


Рисунок 3.19 – Просторовий спектр в залежності від дальності при розміщенні одного ДРВ на дальностях $d_0 = 0,15R_{\text{Д.З}}$ (крива 1), $d_0 = 0,25R_{\text{Д.З}}$ (крива 2), $d_0 = 0,5R_{\text{Д.З}}$ (крива 3), $d_0 = 0,75R_{\text{Д.З}}$ (крива 4), $d_0 = R_{\text{Д.З}}$ (крива 5), $d_0 = 5R_{\text{Д.З}}$ (крива 6), $d_0 = 10R_{\text{Д.З}}$ (крива 7) при відношенні сигнал/шум в каналі ЛАР, що дорівнює: а) $h_{1[\text{дБ}]} = 30 \text{ дБ}$; б) $h_{1[\text{дБ}]} = 20 \text{ дБ}$; в) $h_{1[\text{дБ}]} = 10 \text{ дБ}$; г) $h_{1[\text{дБ}]} = 5 \text{ дБ}$; р) $h_{1[\text{дБ}]} = 0 \text{ дБ}$; д) $h_{1[\text{дБ}]} = -10 \text{ дБ}$.

Аналіз графіків на рис.3.19 показує, що на дальності d_0 розташування ДРВ в проміжній зоні (криві 1-5) функція просторового спектру $Q_{\text{ПЗ}}(\beta, d)$ має чітко виражений гострий екстремум. При наближенні дальності d_0 ДРВ до границі далекої зони, розрізнявальна здатність ДРВ за дальністю погіршується, оскільки зменшується сферичність фронту ЕМХ на розкритті ЛАР, що веде до розширення екстремуму функції $Q_{\text{ПЗ}}(\beta, d)$. Крім того, розрізнявальна здатність залежить від значення параметру $h_{1[\text{дБ}]}$. При великих значеннях параметру $h_{1[\text{дБ}]}$ (≥ 30 дБ) з'являється можливість грубої оцінки дальності розташування навіть для тих ДРВ, що розміщені за границею далекої зони (криві 6-7, рис.3.19,а), тобто на відстані $d_0 = 5 \dots 10 R_{\text{Д.З.}}$. Зі зменшенням параметру $h_{1[\text{дБ}]}$ відбувається розширення екстремумів і, відповідно, погіршення оцінки дальності розташування навіть для тих ДРВ, що розміщені в проміжній зоні (див. криві 3-5 на рис.3.19,г та рис.3.19,г). Можливість оцінки дальності до ДРВ при $h_{1[\text{дБ}]} = 0$ дБ (криві 1,2 рис.3.19,г) та $h_{1[\text{дБ}]} = -10$ дБ (крива 1) може бути пояснена когерентного накопичення складових сигналу ДРВ при обчисленні функції просторового спектру $Q_{\text{ПЗ}}(\beta, d)$, тобто наявністю у ЛАР коефіцієнту підсилення, що дорівнює $G = 10 \cdot \log(M) = 10 \cdot \log(20) = 13$ дБ.

На рис.3.20 зображено просторовий спектр при пеленгуванні відповідно до (3.11) двох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1 = -5^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 5^\circ$ (далека зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2) та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність: $d_0 = 0,15 R_{\text{Д.З.}}$; $d_0 = 0,25 R_{\text{Д.З.}}$; $d_0 = 0,5 R_{\text{Д.З.}}$; $d_0 = R_{\text{Д.З.}}$, а на рис.3.21 – все те ж саме, але при розташуванні ДРВ на пеленгах $\beta_1 = -1^\circ$ та $\beta_2 = 1^\circ$. Як видно з рис.3.20 та рис.3.21 у обох випадках обидва ДРВ надійно пеленгуються. Релеєвська межа при цьому відповідно до (3.1) дорівнюватиме

$$\Delta_R = 57,3^\circ \frac{\lambda}{L} = 57,3^\circ \frac{\lambda}{20 \cdot 0,5\lambda} = 5,73^\circ \quad (3.12)$$

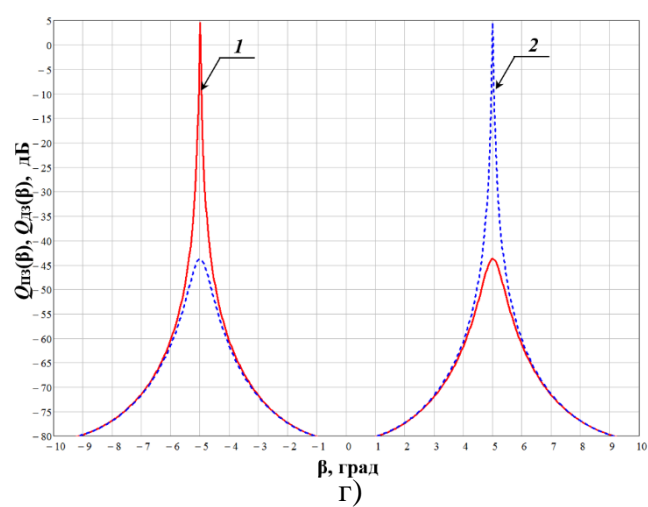
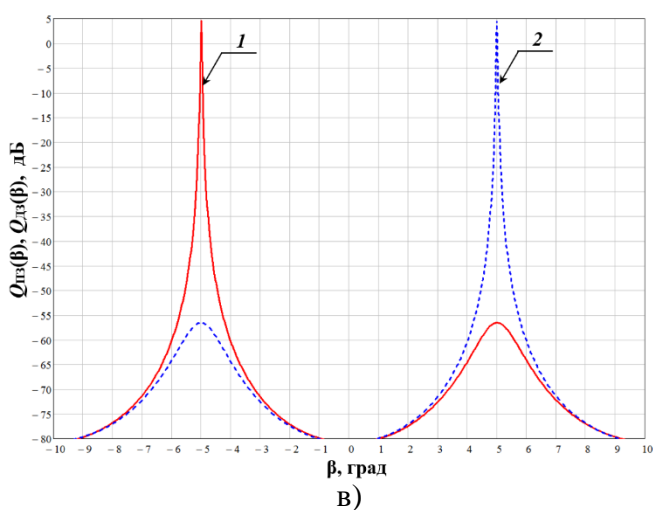
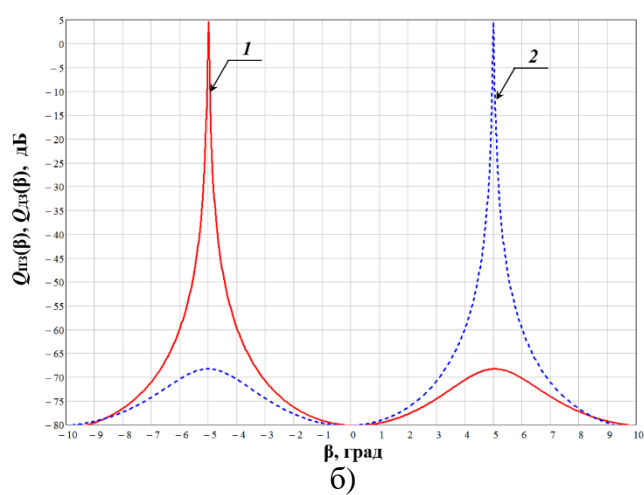
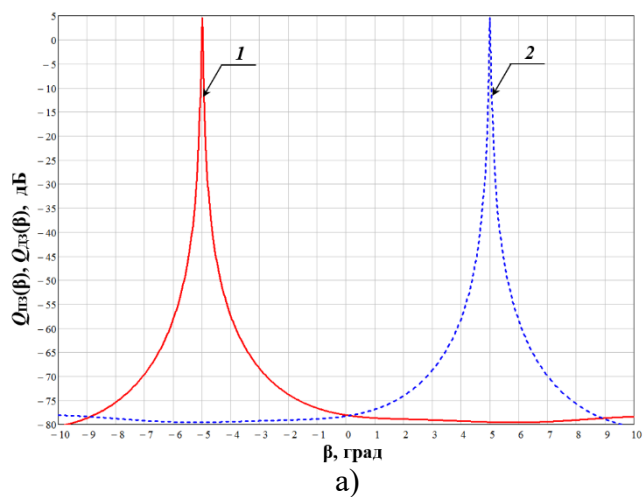
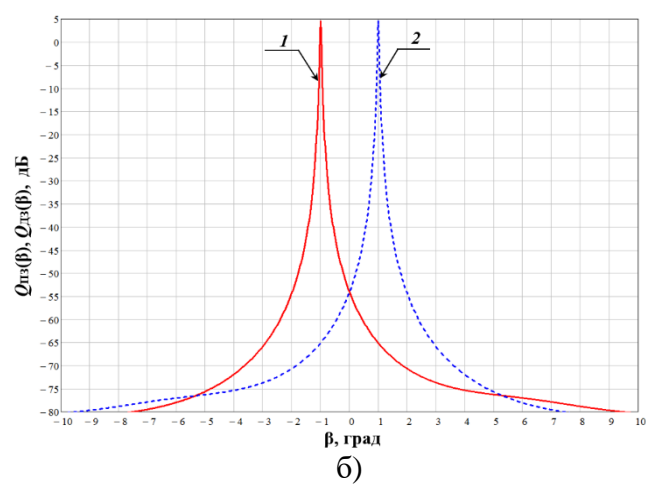
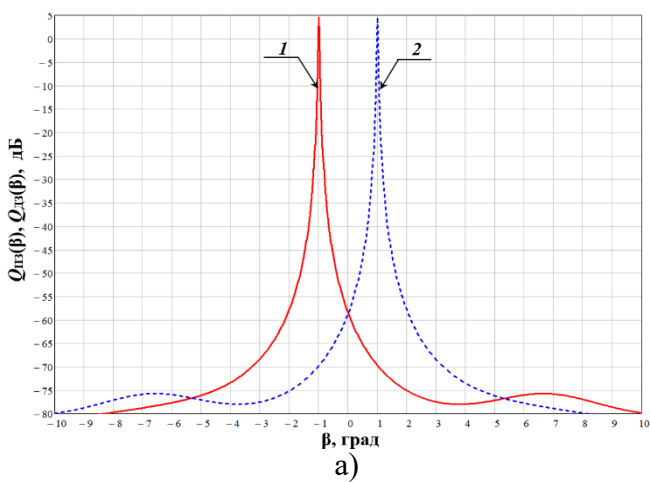


Рисунок 3.20 – Просторовий спектр при пеленгуванні двох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1 = -5^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 5^\circ$ (далека зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2) та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність розташування ДРВ: а) $d_0 = 0,15R_{Д.З}$; б) $d_0 = 0,25R_{Д.З}$; в) $d_0 = 0,5R_{Д.З}$; г) $d_0 = R_{Д.З}$



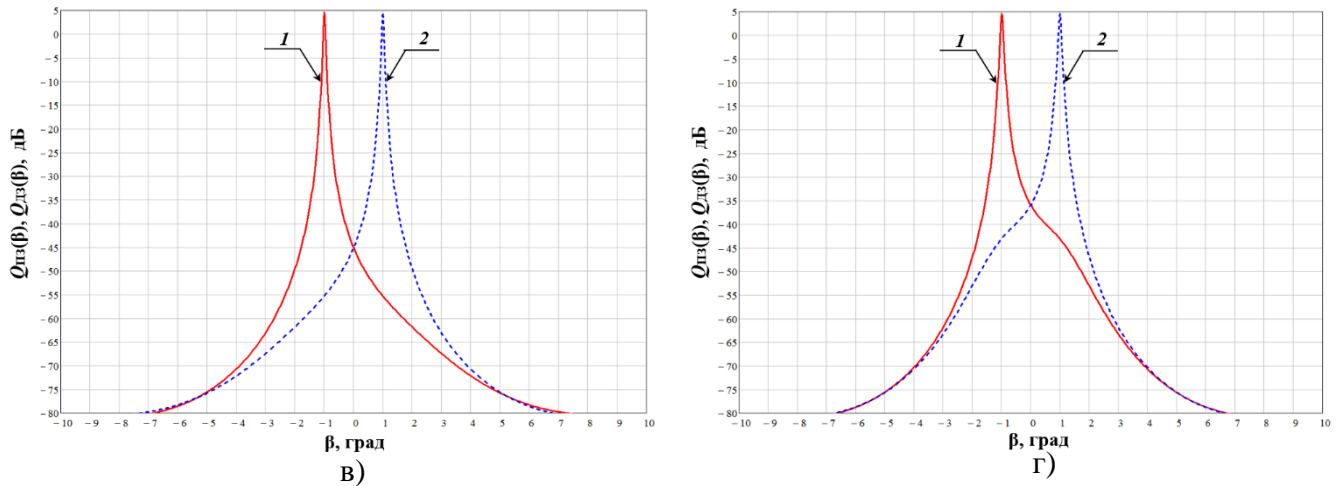


Рисунок 3.21 – Просторовий спектр при пеленгуванні двох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1 = -1^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 1^\circ$ (далека зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2) та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність розташування ДРВ: а) $d_0 = 0,15R_{Д.З}$; б) $d_0 = 0,25R_{Д.З}$; в) $d_0 = 0,5R_{Д.З}$; г) $d_0 = R_{Д.З}$

Порівняння рис.3.20 та рис.3.21 з рис.3.4 показує, що удосконалений метод Кейпона, що пропонується, за рахунок можливості зміни фазового розподілу (просторової структури або форми фазового фронту) очікуваного сигналу, який задається вектором-гіпотезой $S_\alpha(\beta, d)$ на відміну від класичного методу Кейпона дозволяє визначати не тільки пеленг, але й дальність до двох ДРВ, які розташоване в проміжній хвильовій зоні ЛАР.

Цікавим є дослідження просторового спектру для випадків, коли два ДРВ розташовані на одному пеленгу $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$, але на різних дальностях від радіопеленгатору: 1) обидва ДРВ розміщено в проміжній зоні; 2) одне ДРВ знаходиться в проміжній, а друге – в далекій зоні.

На рис.3.22 представлено просторовий спектр для двох ДРВ, розміщених на одному пеленгу $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$, при цьому відстань до 1-го ДРВ була постійною і складала $d_1 = 0,15R_{Д.З}$, а відстань до другого ДРВ змінювалась і дорівнювала: $d_2 = 0,2R_{Д.З}$ (крива 1); $d_2 = 0,25R_{Д.З}$ (крива 2); $d_2 = 0,5R_{Д.З}$ (крива 3); $d_2 = 0,75R_{Д.З}$ (крива 4); $d_2 = R_{Д.З}$ (крива 5); $d_2 = 5R_{Д.З}$ (крива 6); $d_2 = 10R_{Д.З}$ (крива 7). При цьому значення параметру для обох ДРВ обирались рівним $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = 30$ дБ (рис.3.22,а), $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = 20$ дБ (рис.3.22,б), $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = 10$ дБ (рис.3.22,в), $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = 0$ дБ (рис.3.22,г).

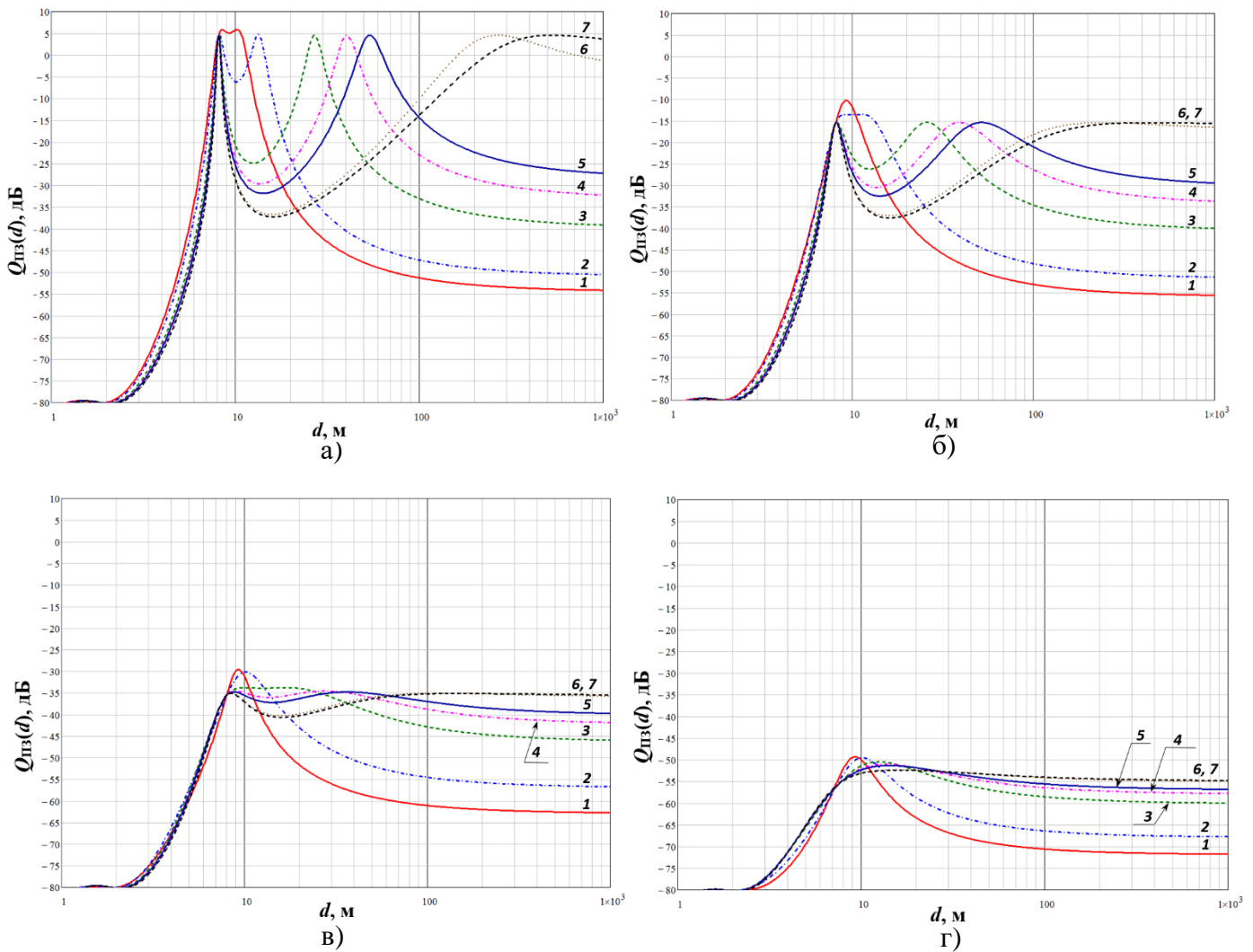


Рисунок 3.22 – Просторовий спектр в залежності від дальності для двох ДРВ, розміщених на пеленгу $\beta_1=\beta_2=0^\circ$ при $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = 30$ дБ (а), $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = 20$ дБ (б), $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = 10$ дБ (в), $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = 0$ дБ (г). Відстань до 1-го ДРВ $d_1 = 0,15R_{\text{д.з.}}$, а відстань до другого ДРВ: $d_2 = 0,25R_{\text{д.з.}}$ (крива 1); $d_2 = 0,25R_{\text{д.з.}}$ (крива 2); $d_2 = 0,5R_{\text{д.з.}}$ (крива 3); $d_2 = 0,75R_{\text{д.з.}}$ (крива 4); $d_2 = R_{\text{д.з.}}$ (крива 5); $d_2 = 5R_{\text{д.з.}}$ (крива 6); $d_2 = 10R_{\text{д.з.}}$ (крива 7).

Аналіз кривих на рис.3.22 показує можливість оцінки дальності до кожного з ДРВ в проміжній зоні, по-перше, при умові наявності високого значення параметрів $h_{1[\text{дБ}]}$, $h_{2[\text{дБ}]}$, а по-друге, при такому взаємному рознесенні ДРВ один відносно іншого, яке буде достатнім для того, щоб сферичність фронтів ЕМХ цих ДРВ суттєво відрізнялась одна від одної, що проявиться у вигляді двох екстремумів просторового спектру у точках розташування ДРВ.

На рис.3.23 відображено просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1=-5^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2=0^\circ$ (далека зона) та $\beta_3=5^\circ$ (проміжна зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2)

та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність розташування ДРВ:

а) $d_0 = 0,15R_{ДЗ}$; б) $d_0 = 0,25R_{ДЗ}$; в) $d_0 = 0,5R_{ДЗ}$; г) $d_0 = R_{ДЗ}$.

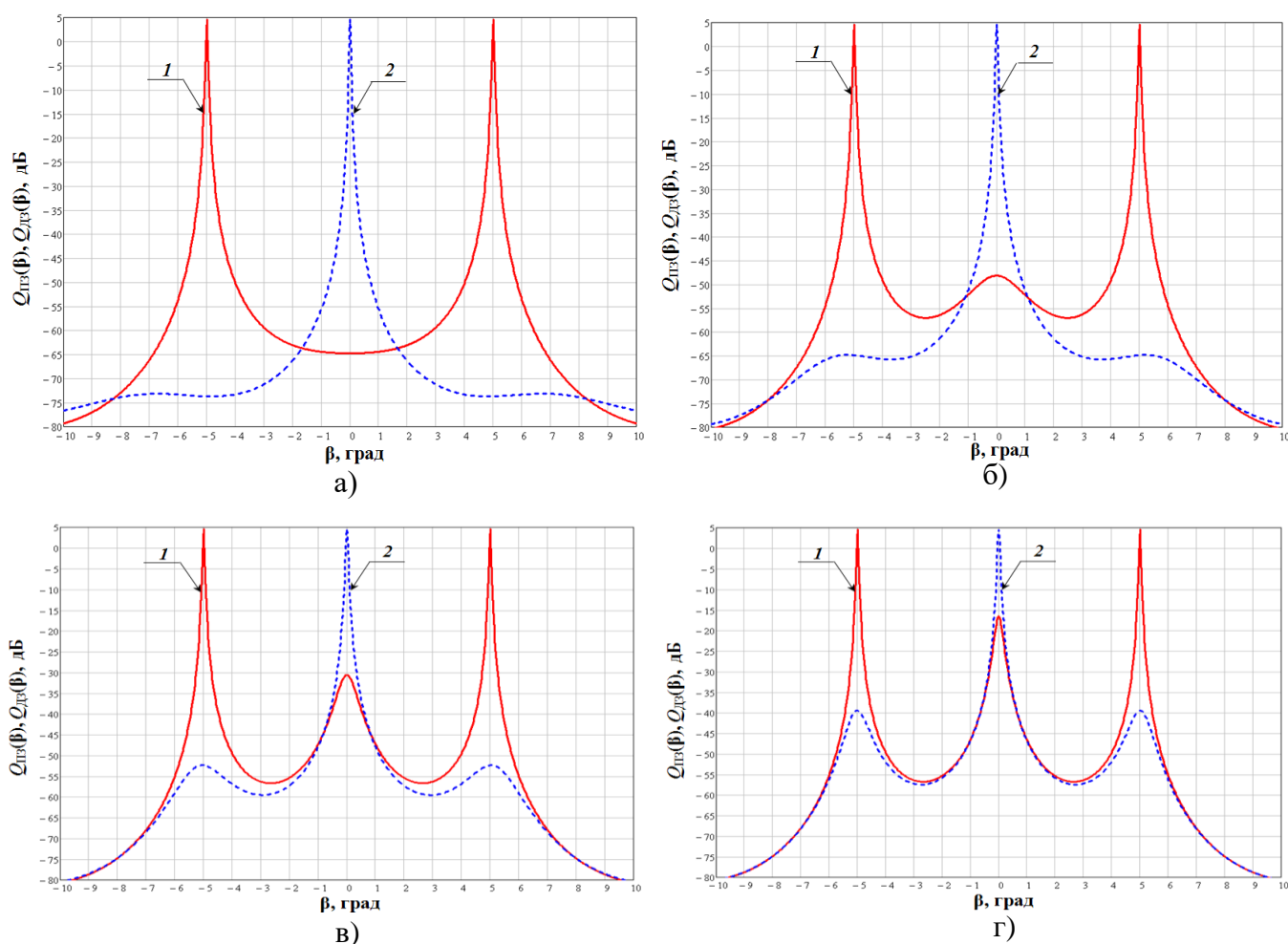


Рисунок 3.23 – Просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1 = -5^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 0^\circ$ (далека зона) та $\beta_3 = 5^\circ$ (проміжна зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2) та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність: а) $d_0 = 0,15R_{ДЗ}$; б) $d_0 = 0,25R_{ДЗ}$; в) $d_0 = 0,5R_{ДЗ}$; г) $d_0 = R_{ДЗ}$

На рис.3.24 відображено просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах, але на пеленгах $\beta_1 = -1^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 0^\circ$ (далека зона) та $\beta_3 = 1^\circ$ (проміжна зона). У обох випадках параметр відношення сигнал/шум в каналі АР для всіх 3-х ДРВ обраний рівним $h_{1[дБ]} = h_{2[дБ]} = h_{3[дБ]} = 30$ дБ.

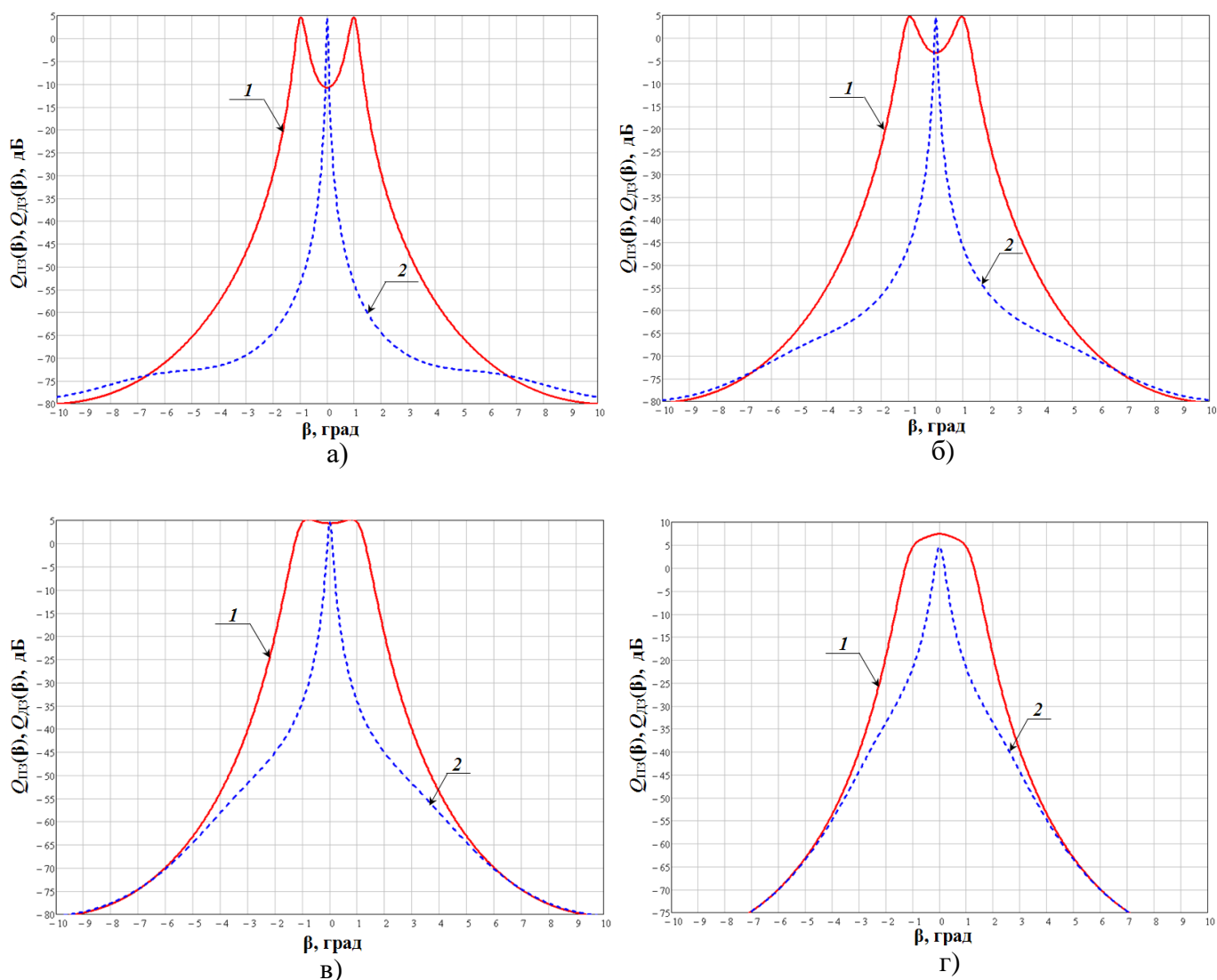


Рисунок 3.24 – Просторовий спектр при пеленгуванні трьох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах на пеленгах $\beta_1 = -1^\circ$ (проміжна зона) та $\beta_2 = 0^\circ$ (далека зона) та $\beta_3 = 1^\circ$ (проміжна зона) при фокусуванні АР в далеку зону (крива 2) та фокусуванні АР в проміжну зону (крива 1) на дальність: а) $d_0 = 0,15R_{ДЗ}$; б) $d_0 = 0,25R_{ДЗ}$; в) $d_0 = 0,5R_{ДЗ}$; г) $d_0 = R_{ДЗ}$

У випадку наявності трьох ДРВ, що розміщені у різних хвильових зонах, як показано на рис.3.23 та рис.3.24 у порівнянні з рис.3.5 кутове розрізнення ДРВ за пеленгом та визначення дальності до них можливе навіть при їх рознесенні за пеленгом один відносно іншого на величину $\Delta\beta = \pm 1^\circ$, але при умові що дальність до радіопеленгатору не перевищує $d_0 = 0,25R_{ДЗ}$ (рис.3.24,б). При більших значеннях дальності до ДРВ проміжної зони (ДРВ переміщується в напрямку границі далекої зони) при такому малому кутовому рознесенні, екстремуми пеленгаційної характеристики «розпливаються» і визначення пеленгів та дальностей до ДРВ стає

неможливим. У той же час, ДРВ далекої зони надійно пеленгується у всіх зазначених випадках.

Проведені теоретичні дослідження показують, що забезпечити подальше збільшення розрізняювальної здатності за кутовою координатою (пеленгом) можна шляхом використання узагальненого метода Кейпона [88]. Тоді, для проміжної зони базуючись на (3.11) можна запропонувати узагальнений удосконалений метод Кейпона, математичне представлення функції просторового спектру якого матиме вигляд

$$Q_{\text{уу.пз}}(\beta, d) = \frac{1}{\mathbf{S}_a^H(\beta, d) \cdot \mathbf{R}_{\text{xx}}^{-N} \cdot \mathbf{S}_a(\beta, d)} \quad (3.13)$$

де $\mathbf{R}_{\text{xx}}^{-N} = \mathbf{R}_{\text{xx}}^{-1} \cdot \mathbf{R}_{\text{xx}}^{-1} \cdot \dots \cdot \mathbf{R}_{\text{xx}}^{-1}$ – послідовний добуток, що складається з N обернених кореляційних матриць.

Тоді, для випадку розрізнення 3-х ДРВ, що зображено на рис.3.24,а з використанням (3.12) при $N = 2$ (крива 1) та $N = 3$ (крива 2) з урахуванням $h_{1[\text{дБ}]} = h_{2[\text{дБ}]} = h_{3[\text{дБ}]} = 30$ дБ отримаємо просторовий спектр для проміжної та далекої зони, що показані на рис.3.25, а та рис.3.25,б.

Порівняння просторових спектрів, що отримані для випадку застосування удосконаленого метода Кейпона (рис.3.24,в) з просторовими спектрами, що отримані для випадку застосування узагальненого удосконаленого метода Кейпона (рис.3.25) показує, що останній метод дійсно дозволяє чітко розрізнити в проміжній зоні на дальності розташування $d_0 = 0,5R_{\text{дз}}$ кутове положення обох ДРВ. Таке ж саме розрізнення кутових положень ДРВ, але з деяким погіршенням, що обумовлене розширенням екстремумів пеленгаційного рельєфу, можна забезпечити й для дальності розташування ДРВ, що дорівнює $d_0 = R_{\text{дз}}$, якщо порівняти просторові спектри, що показано на рис.3.24, г з просторовими спектрами, що зображено на рис.3.26.

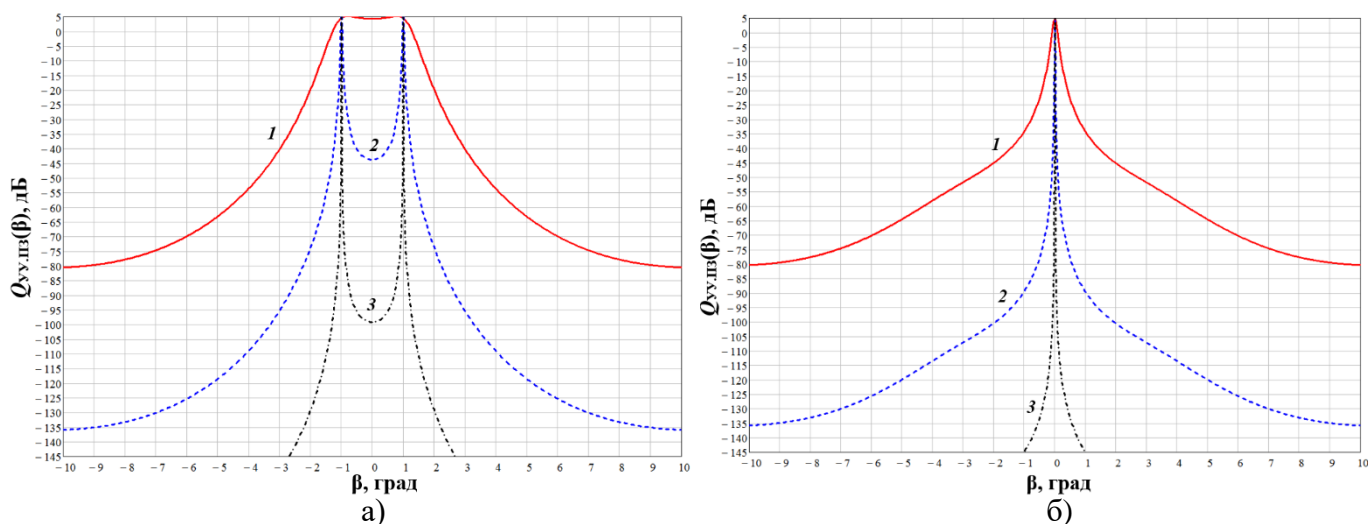


Рисунок 3.25 – Просторовий спектр для проміжної (а) та далекої (б) зони при застосуванні удосконаленого методу Кейпона (крива 1) та узагальненого удосконаленого методу Кейпона (крива 2 (для $N=2$) та крива 3 (для $N=3$)) при пеленгуванні 3-х ДРВ, два з яких розташовані на пеленгах $\beta_1=-1^\circ$ та $\beta_3=1^\circ$ в проміжній зоні на дальності $d_0 = 0,5R_{ДЗ}$, а третє ДРВ розташоване на пеленгу $\beta_2=0^\circ$ в далекій зоні

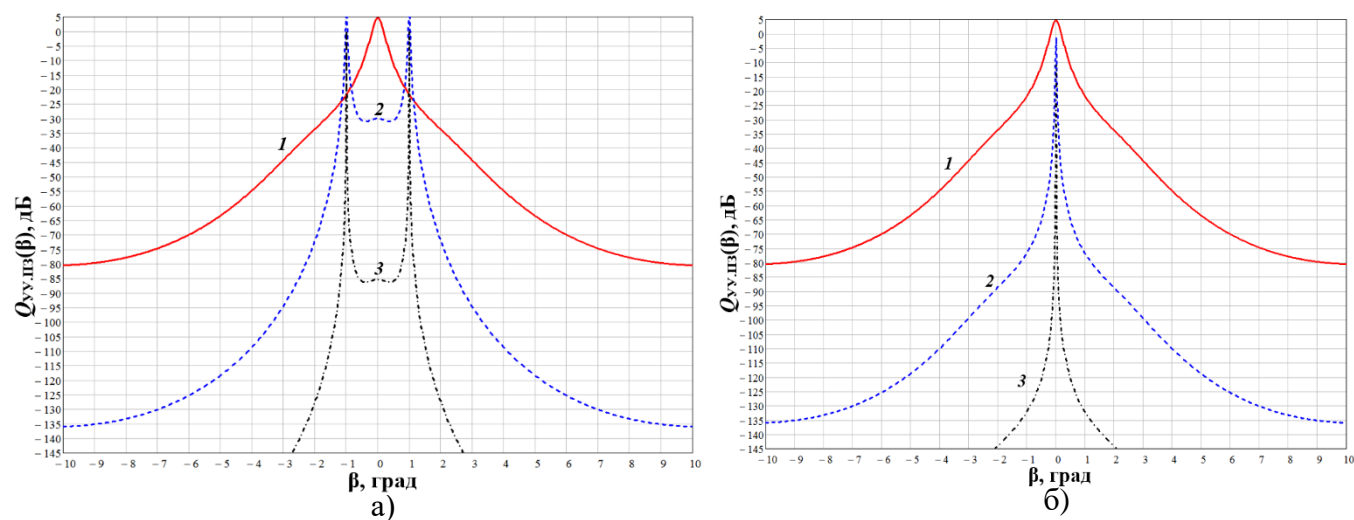


Рисунок 3.26 – Просторовий спектр для проміжної (а) та далекої (б) зони при застосуванні удосконаленого методу Кейпона (крива 1) та узагальненого удосконаленого методу Кейпона (крива 2 (для $N=2$) та крива 3 (для $N=3$)) при пеленгуванні 3-х ДРВ, два з яких розташовані на пеленгах $\beta_1=-1^\circ$ та $\beta_3=1^\circ$ в проміжній зоні на дальності $d_0 = R_{ДЗ}$, а третє ДРВ розташоване на пеленгу $\beta_2=0^\circ$ в далекій зоні

Важливо відмітити, що узагальнений удосконалений метод Кейпона може також забезпечити розрізнення за дальністю розташування ДРВ, при чому навіть для ДРВ далекої зони. Підтвердженням цього є результати математичного моделювання функції просторового спектру (3.13), що представлені на рис.3.27 та на рис.3.28.

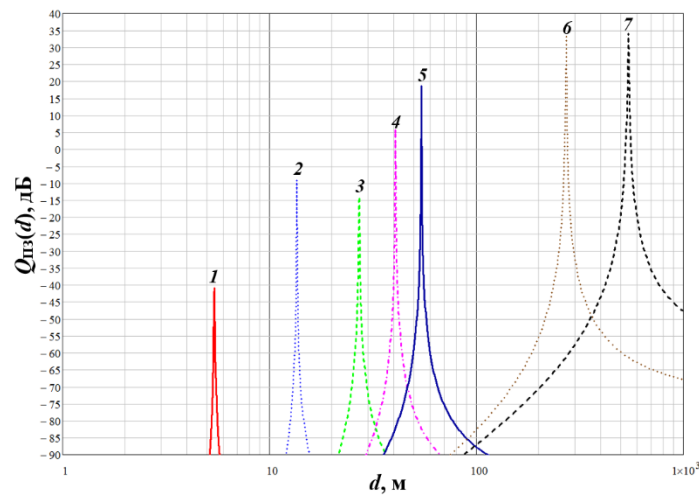


Рисунок 3.27 – Просторовий спектр при застосуванні узагальненого удосконаленого методу Кейпона при $N = 2$ в залежності від дальності при розміщенні одного ДРВ на дальностях $d_0 = 0,15R_{Д.з}$ (крива 1), $d_0 = 0,25R_{Д.з}$ (крива 2), $d_0 = 0,5R_{Д.з}$ (крива 3), $d_0 = 0,75R_{Д.з}$ (крива 4), $d_0 = R_{Д.з}$ (крива 5), $d_0 = 5R_{Д.з}$ (крива 6), $d_0 = 10R_{Д.з}$ (крива 7) при відношенні сигнал/шум в каналі ЛАР, що дорівнює $h_{1[дБ]} = 30$ дБ

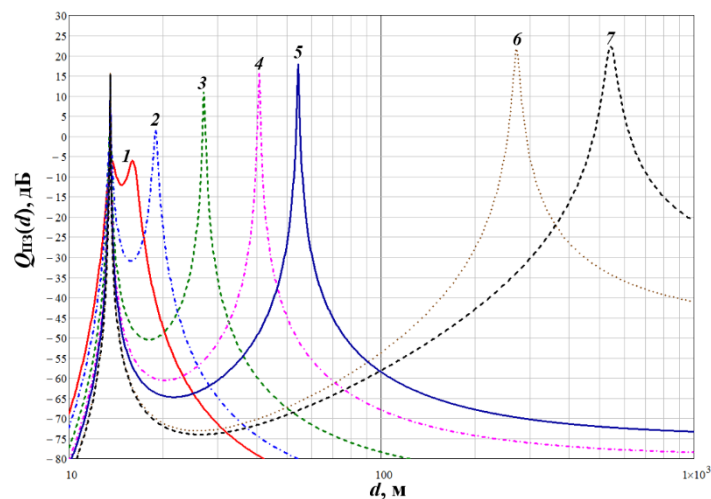


Рисунок 3.28 – Просторовий спектр при застосуванні узагальненого удосконаленого методу Кейпона при $N = 2$ в залежності від дальності для двох ДРВ, розміщених на пеленгу $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$. Відстань до 1-го ДРВ $d_1 = 0,15R_{Д.з}$, а відстань до другого ДРВ: $d_2 = 0,2R_{Д.з}$ (крива 1); $d_2 = 0,25R_{Д.з}$ (крива 2); $d_2 = 0,5R_{Д.з}$ (крива 3); $d_2 = 0,75R_{Д.з}$ (крива 4); $d_2 = R_{Д.з}$ (крива 5); $d_2 = 5R_{Д.з}$ (крива 6); $d_2 = 10R_{Д.з}$ (крива 7)

Порівняння рис.3.27 з рис.3.19, а також рис.3.28 з рис.3.22,а показує, що при застосуванні узагальненого удосконаленого методу Кейпона є чітко виражений екстремум функції просторового спектру на дальності розташування ДРВ, при чьому навіть для ДРВ, що розміщено в далекій зоні на відстанях $d = 5R_{Д.з}$ та $d_2 = 10R_{Д.з}$, тобто виникає можливість більш точної оцінки дальності ДРВ, що

розміщено навіть на відстані декількох одиниць-десятків границь далекої зони. Крім того, більш чітко у порівнянні з узагальненим методом Кейпона по пеленгаційному рельєфу прослідковується місцеположення кожного з двох ДРВ як у проміжній, так й у далекій зоні, особливо для випадку, коли різниця дальностей розташування ДРВ дорівнює $\Delta d = d_2 - d_1 = 0,05R_{\text{дз}}$.

Висновки до розділу 3

1. Результати проведених теоретичних досліджень показують, що класичний метод Кейпона при пеленгуванні ДРВ, що розміщені в проміжній зоні на відстанях порядку $d = 0,15R_{\text{дз}} \dots 0,25R_{\text{дз}}$ від ЛАР радіопеленгатора дозволяє отримати просторовий спектр $Q(\beta)$, екстремум якого, по-перше, має значну кутову протяжність, а по-друге, має мале амплітудне значення $-75 \dots -57$ дБ у порівнянні з випадком розташування цього ж самого ДРВ в далекій зоні.

2. У випадку наявності двох ДРВ, що розташовані в різних хвильових зонах, і мають відносно мале взаємне рознесення за кутовою координатою, розрізнювальна здатність класичного методу Кейпона за пеленгом тим гірша, чим менша відстань від ДРВ проміжної зони до ЛАР радіопеленгатора. Вказане погіршення розрізнювальної здатності методу Кейпона за пеленгом пояснюється лише відмінністю фазових фронтів ЕМХ від ДРВ на розкритті ЛАР радіопеленгатора, тобто неврахуванням сферичності фазового фронту ЕМХ від ДРВ проміжної зони в математичній моделі вектора-гіпотези ЛАР. Для забезпечення пеленгації ДРВ як проміжної та далекої зон запропоновано удосконалити класичний метод Кейпона шляхом введення математичної моделі сферичного фазового фронту ЕМХ замість моделі плоского фазового фронту у вектор-гіпотезу ЛАР. Результати моделювання удосконаленого методу Кейпона показують можливість визначення пеленгів ДРВ далекої зони, а також пеленгів ДРВ проміжної зони разом із дальностями розташування до них.

3. Подальше суттєве покращення розрізнювальної здатності ДРВ за кутовими координатами при розміщенні ДРВ в проміжній зоні на одній і тій самій дальності,

але малому кутовому рознесенні, або покращення розрізнявальної здатності за дальністю при розміщенні ДРВ на одному пеленгу, але різних дальностях, можна реалізувати шляхом використання запропонованого узагальненого удосконаленого методу Кейпона.

4 МЕТОД ПРОСТОРОВОЇ СЕЛЕКЦІЇ СИГНАЛІВ ЗА ФОРМОЮ ФАЗОВОГО ФРОНТУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ ХВИЛІ

4.1 Загальні відомості про просторову обробку сигналів по формі фазового фронту електромагнітної хвилі

У сучасних РТС просторова обробка сигналів є складовою частиною просторово-часової обробки сигналів. Просторово-часова обробка сигналів – це сукупність дій над сигналами, що прийняті з різних точок простору антенними елементами або підсистемами, розташованими в одному або декількох пунктах, яка виконується з метою виділення корисної інформації у вигляді повідомлення або вимірювання одного чи декількох параметрів сигналів з метою визначення просторового положення ДРВ, швидкості та напрямку їх переміщення тощо. Основний зміст теорії ПЧОС – синтез оптимальних у тому чи іншому сенсі систем обробки сигналів й аналіз якості цих систем [5,8, 77].

У більшості випадків для радіосигналів, що застосовуються у РТС виконується просторово-часової вузькосмуговості, що в свою чергу дозволяє розділити (факторизувати) ПЧОС на два незалежні етапи – просторову обробку (селекцію, та часову (внутрішньоприймальну) обробку. Це в свою чергу дозволяє забезпечити можливість технічної побудови систем, що реалізують ПЧОС. Іноді замість терміна «просторова селекція» в літературі зустрічається термін «антенна обробка», «просторова селекція», «фільтрація» [5, 78, 79].

Технічною реалізацією ПЧОС на практиці в умовах зміни сигнально-завадової обстановки є адаптивна антенна решітка (ААР), узагальнена структурна схема якої зображена на рис.4.1,а. Адаптивна антенна решітка (Smart-антенна) являє собою систему, що складається з багатoelementної АР та адаптивного процесора, що здійснює автоматичне підстроювання власної ДС для підвищення ефективності прийому корисного сигналу, наприклад максимізації відношення сигнал/(завада+шум) (ВСЗШ). Саме з ААР, що реалізують адаптивну ПЧОС,

пов'язують можливість реалізації потенційних характеристик РТС в умовах електромагнітної обстановки, яка динамічно змінюється і постійно ускладнюється [79, 148]. Зацікавленість вчених у адаптивній обробці сигналів істотно підвищується у зв'язку з можливостями придушення завад без апріорних відомостей про їхні параметри: несучу частоту, кутовий напрямок приходу, вид модуляції тощо [60, 80, 81, 82]. Сучасні ААР як правило реалізують у вигляді цифрових ААР (рис.4.1,б), до складу яких входять: АР, квадратурні приймачі, АЦП, цифровий формувач променів та контроллер [87].

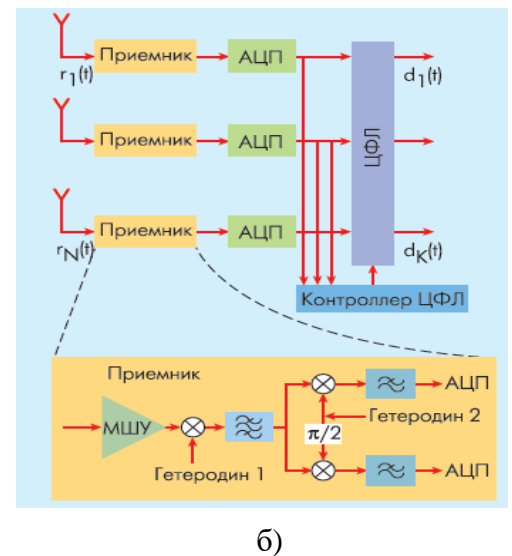
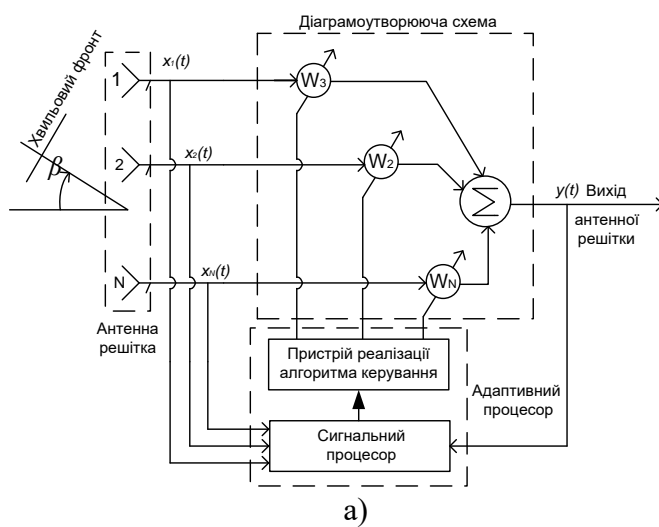


Рисунок 4.1 – Структурна схема N-елементної ААР: а) узагальнена схема; б) цифрова ААР

При обробці вузькосмугових сигналів, діаграмоутворююча схема (ДУС) ААР, що зображена на рис.4.1 виконує операцію комплексного зважування сигналу в аналоговій реалізації за допомогою пристрою послідовної обробки або пристрою з квадратурними каналами, схеми яких показані на рис.4.2 [80, 81, 85].

Пристрій вагового сумування ДУС, що зображений на рис.4.2 включає вагові модулі й суматор та може бути реалізований на високій частоті безпосередньо на виходах елементів АР, на проміжній частоті та в цифровій формі після АЦП. Вагові модулі змінюють амплітуду й фазу прийнятих коливань у відповідності з комплексним ваговим коефіцієнтом $\dot{w}_i = |\dot{w}_i| e^{j \arg(\dot{w}_i)}$, $i = 1 \dots M$, що розраховується в процесорі.

Найпростіший модуль може складатись із послідовно ввімкнених керованого атенюатора й фазообертача, при чому фазу необхідно змінювати у всьому діапазоні кутів $0..360^\circ$ (рис.4.2,а). Такі вагові модулі не знайшли широкого застосування через важкість побудови широкосмугових фазообертачів з постійними втратами у всьому діапазоні регулювання фази.

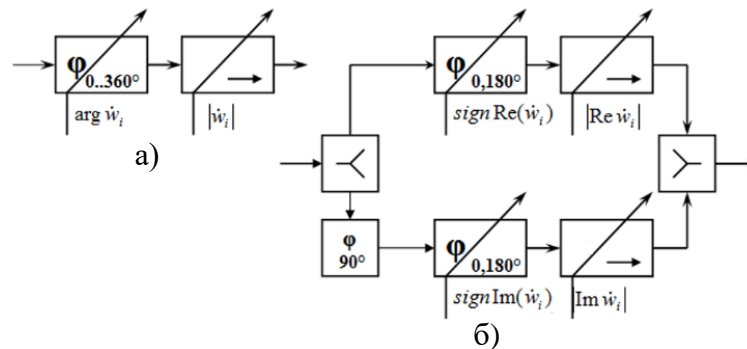


Рисунок 4.2 – Структурна схема елементу АР, що здійснює зважування на радіочастоті: а) у вигляді модулю з послідовною обробкою; б) у вигляді квадратурного модулю

У квадратурному ваговому модулі (рис.4.2,б) принцип керування комплексним коефіцієнтом передачі засновано на розщепленні його на дві рівні за амплітудою із взаємним зсувом 90° квадратурні складові, які після проходження через керовані фазообертачі й комутатори фази $0,180^\circ$ будуть являтися помноженими на дійсну $\text{sign}(\text{Re } \dot{w}_i)|\text{Re } \dot{w}_i|$ та мниму $\text{sign}(\text{Im } \dot{w}_i)|\text{Im } \dot{w}_i|$ частини вагового вектору, тобто сигнал на виході суматору є помноженим на комплексний ваговий коефіцієнт.

В умовах наявності зовнішніх завад, які за смугою радіочастот, поляризацією випромінювання співпадають із смугою частот та поляризацією випромінювання корисного сигналу, на етапі просторової обробки в ААР здійснюється таке вагове підсумовування вихідних напруг елементів АС, яке забезпечує оптимальний компроміс між просторовим накопиченням складових, породжених корисним сигналом, і взаємною компенсацією складових, породжених зовнішніми завадами, тобто компроміс між підсиленням АС в кутовому напрямі на ДРВ корисного сигналу та її послабленням ("провалами") в кутових напрямках на ДРВ завад. При цьому, чим більше інтенсивність зовнішніх завад в порівнянні з інтенсивністю внутрішніх шумів приймальної системи, тим більш глибокими виявляються провали

в діаграмі спрямованості АС в кутових напрямках на ДРВ завад. Оптимальна часова обробка при цьому синтезується незалежно від просторової, тобто в припущенні, що конфігурація АС повністю задана [61, 62, 82].

Головним недоліком ПЧОС є неможливість або низька ефективність придушення завад, що приходять з напрямів, близьких до напрямку приходу корисного сигналу, в особливості при їх потраплянні до головної пелюстки АС ААР та співпадінні пеленгів ДРВ корисного сигналу та завади. У цьому випадку просторова обробка сигналів за кутовими координатами є неефективною і для виділення корисного сигналу на фоні завад необхідно використовувати відмінність по іншим ознакам корисного сигналу та завад [8, 9, 59, 83]. Такою ознакою може бути форма фазових фронтів ЕМХ від ДРВ корисного сигналу та завад на розкритті приймальної АС, реалізованої, наприклад, у вигляді ЛАР [9, 139-141]. Тому актуальним стає завдання оцінки потенційних характеристик просторової обробки сигналів з в умовах приймання ЕМХ з різними формами фазових фронтів – плоским та сферичним, які створюються на розкритті приймальної ЛАР РЕЗ при співпадінні пеленгів ДРВ, але їхньому рознесенні за хвилевими зонами та дальністю один відносно іншого.

4.2 Удосконалений метод просторової обробки сигналів, що враховує сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі джерела радіовипромінювання

4.2.1 Математична модель сигналів, що прийняті лінійною антенною решіткою

Комплексний вектор-стовпець $\mathbf{x}(t)$ адитивної суміші корисного сигналу, завад і власних шумів в каналах ЛАР прийомного тракту РЕЗ РТС має вигляд [78, 80, 81, 132, 133]

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{s}(t) + \sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t), \quad (4.1)$$

де $\mathbf{s}(t)$, $\mathbf{n}_n(t)$, $\mathbf{n}_0(t)$ – комплексні вектор-стовпці відповідно корисного сигналу, n -ої завади та власного (внутрішньоприймального) шуму на виході ЛАР, $n = 1 \dots N$.

У свою чергу, комплексний вектор-стовпець корисного сигналу можна подати у вигляді

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \dot{s}(t) & \dot{s}(t - \tau_{12}) & \dots & \dot{s}(t - \tau_{1M}) \end{bmatrix}^T, \quad (4.2)$$

де $\dot{s}(t - \tau_{1m})$ – математична модель вузькосмугового корисного сигналу i -ого елементу АР у комплексній формі, $m = 1 \dots M$, який дорівнює

$$\dot{s}(t - \tau_{1m}) = \dot{S}(t - \tau_{1m}) \exp(j\omega_0(t - \tau_{1m})) = \dot{S}_{\alpha_m} \dot{S}(t - \tau_{1m}) \exp(j\omega_0 t), \quad (4.3)$$

де $\dot{S}_{\alpha_m} = F_m(\beta_s) \exp(-j\omega_0 \tau_{1m}) = F_m(\beta_s) \exp(-j\alpha_m)$ – просторова структура корисного сигналу; τ_{1m} – час затримки поширення фазового фронту ЕМХ в m -ому елементі ЛАР відносно центрального елемента АР; β_s – пеленг ДРВ сигналу; $F_m(\beta_s)$ – значення ХС m -го елементу ЛАР в кутовому напрямку β_s ; α_m – фазовий зсув несучого коливання прийнятої ЕМХ між m -им і центральним елементом АР; $m = 1 \dots M$; $\dot{S}(t - \tau_{1m}) = S(t - \tau_{1m}) \exp(j\varphi(t - \tau_{1m}) + \varphi_0)$ – комплексна обвідна корисного сигналу; $S(t - \tau_{1m})$, $\varphi(t - \tau_{1m})$, φ_0 – обвідна корисного сигналу, закон зміни фази й початкова фаза несучого коливання відповідно.

При подальших теоретичних дослідженнях будемо вважати, що часова форма ЕМХ кожного сигналу, що надходить від зовнішніх джерел на розкритв ДРВ задовольняє умові просторово-часової вузькосмуговості [5, 77, 78, 79]

$$|t_1 - t_2| \ll 1/\Delta f_c, \quad (4.4)$$

де Δf_c – ширина основної частини спектру сигналу в радіоканалі;

$|t_1 - t_2|$ – різниця часу поширення сигналу від "точки" його випромінювання до крайніх точок розкритву антени.

За умови, що корисні сигнали й завади задовольняють умові просторово-часової вузькосмуговості (4.4), затримкою обвідної по розкритву ЛАР можна

знехтувати, і тоді можна записати, що комплексні амплітуди в каналах ЛАР майже однакові

$$\dot{S}(t - \tau_{12}) \approx \dot{S}(t - \tau_{13}) \approx \dots \approx \dot{S}(t - \tau_{1M}) \approx \dot{S}(t). \quad (4.5)$$

Тоді вираз (4.3) можна подати у вигляді $\dot{s}(t - \tau_{1m}) = \dot{S}_{\alpha_m} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t)$, а за ідентичності амплітудних та частотних характеристик каналів ЛАР математична форма вектор-стовпця корисного сигналу факторизується (розділяється) на просторову й часову структури (складові)

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha_1} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \\ \dot{S}_{\alpha_2} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \\ \dots \\ \dot{S}_{\alpha_M} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t) \end{bmatrix} = \mathbf{S}_{\alpha} \dot{S}(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (4.6)$$

де $\mathbf{S}_{\alpha} = [F_1(\beta_s) \exp(-j\alpha_1) \quad F_2(\beta_s) \exp(-j\alpha_2) \quad \dots \quad F_M(\beta_s) \exp(-j\alpha_M)]^T$ – вектор-стовпець просторової структури корисного сигналу (амплітудно-фазового розподілу поля прийнятої ЕМХ на розкритті ЛАР [60-62, 80, 82, 83].

Відмітимо, що на основі результатів робіт [93, 94, 131, 132] при неідентичності амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик трактів М-елементної ЛАР компоненти, що входять у формулу (4.6) можна представити як

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} F_1(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_1} \dot{S}_1(t) \\ F_2(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_2} \dot{S}_2(t) \\ \vdots \\ F_M(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_M} \dot{S}_M(t) \end{bmatrix} = \mathbf{F}(\beta_s) \square \mathbf{S}_{\alpha} \square \mathbf{S}_s(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (4.7)$$

де $\mathbf{F}(\beta_s) = [F_1(\beta_s), F_2(\beta_s), \dots, F_M(\beta_s)]^T$ – вектор-стовпець значень ДС елементів АР в кутовому напрямку джерела корисного сигналу; " \square " – знак торцевого добутку матриць; $\mathbf{S}_s(t) = [\dot{S}_1(t), \dot{S}_2(t), \dots, \dot{S}_M(t)]^T$ – вектор-стовпець комплексних амплітуд корисного сигналу в трактах АР.

При цифровій реалізації просторової обробки сигналів в АР з ідентичними каналами торцевий добуток (4.7) перетворюється на кронекерівський добуток [95, 132]

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} F(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_1} \mathbf{S}_t \\ F(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_2} \mathbf{S}_t \\ F(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_3} \mathbf{S}_t \\ \vdots \\ F(\beta_s) \dot{S}_{\alpha_K} \mathbf{S}_t \end{bmatrix} = \mathbf{S}_\alpha \otimes \mathbf{S}_t \exp(j\omega_0 t), \quad (4.8)$$

де $\mathbf{S}_t = [\dot{S}(t_1) \ \dot{S}(t_2) \ \dots \ \dot{S}(t_L)]^T$ – вектор-стовпець дискретних відліків комплексної амплітуди в каналах АР; L – кількість відліків.

Аналогічно для n -го завадового сигналу, із центральною частотою ω_0 , який задовольняє умові (4.4) можна записати, що

$$\mathbf{n}_n(t) = \mathbf{N}_{v_n} \dot{N}_n(t) \exp(j\omega_0 t), \quad (4.9)$$

де $\mathbf{N}_{v_n} = [F_1(\beta_n) \exp(-jv_{1n}) \ F_2(\beta_n) \exp(-jv_{2n}) \ \dots \ F_M(\beta_n) \exp(-jv_{Mn})]^T$ – вектор-стовпець просторової структури n -го джерела завад, $n = 1 \dots N$; v_{mn} – фазовий зсув несучого коливання завади між m -им і центральними елементами ЛАР для n -го джерела завад; $F_m(\beta_n)$ – значення ХС m -го елементу ЛАР в кутовому напрямку β_n .

Вектор-стовпець власних шумів каналів АР має вигляд

$$\mathbf{n}_0(t) = [\dot{n}_{01}(t) \ \dot{n}_{02}(t) \ \dots \ \dot{n}_{0M}(t)]^T, \quad (4.10)$$

де $\dot{n}_{0m}(t) = \dot{N}_{0m}(t) \exp(j\omega_0 t)$ – комплексний запис часової структури власного шуму i -го каналу АР; $\dot{N}_{0m}(t)$ – комплексна обвідна власного шуму m -го каналу АР.

При теоретичних дослідженнях просторової обробки сигналів зазвичай приймають, що елементи ЛАР мають ідентичні ХС. Також вважатимемо, що в якості антенних елементів використовуються слабоспрямовані антени, тобто

$$F_1(\beta) = F_2(\beta) = \dots = F_M(\beta) = F_0(\beta) \approx 1 \quad (4.11)$$

Вихідний відклик АР (рис.4.1) зазвичай записують у вигляді [59-62, 78-82]

$$\dot{y}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t), \quad (4.12)$$

де \mathbf{w} – оптимальний комплексний вектор вагових коефіцієнтів (ВВК), що характеризує закон зміни амплітудно-фазового розподілу в каналах ЛАР.

Вектор вагових коефіцієнтів АР можна представити у вигляді вектора-стовпця

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \dot{w}_1 & \dot{w}_2 & \dots & \dot{w}_M \end{bmatrix}^T. \quad (4.13)$$

4.2.2 Оптимальний вектор вагових коефіцієнтів просторової обробки сигналів в лінійній антенній решітці

У відомих роботах з адаптивних антенних решіток [80-82] показано, що оптимальне знаходження ВВК (4.13) при просторовій обробці сигналів за відомими критеріями ефективності теорії адаптивної обробки сигналів, а саме критерієм мінімуму середнього квадратичного відхилення, критерієм максимуму ВСЗШ, критерієм мінімуму дисперсії шуму, критерієм максимуму правдоподібності, можна записати у вигляді базового рівняння Вінера-Хопфа:

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0}, \quad (4.14)$$

де \mathbf{R}_{NN} – кореляційна матриця зовнішніх завад і власних шумів ЛАР; $\mathbf{S}_{\alpha 0}$ – вектор-стовпець, що описує просторову структуру (амплітудно-фазовий розподіл), яку створює ЕМХ корисного сигналу на розкритті приймальної ЛАР; μ – константа.

Для подальших теоретичних досліджень, що спрямовані на отримання рівнянь для розрахунку ХС АР в далекій та проміжній зонах використовуємо наступні припущення й обмеження:

а) всі канали АР є ідентичними з точки зору вигляду форм амплітудно-частотних характеристик та фазочастотних характеристик;

б) середовище розповсюдження радіохвиль є однорідним з дисперсією фазових флуктуацій $\sigma_\varphi^2 = 0$, тобто середовище розповсюдження не спотворює хвильові фронти корисного сигналу та завад;

в) вважаємо як в усій відомій літературі [60-62, 78-82], що напрямки надходження корисного сигналу й завад не змінюються й не флуктуюють, тобто просторові структури сигналів та завад є детермінованими: $E[\mathbf{S}_\alpha] = \mathbf{S}_\alpha$, $E[\mathbf{N}_{v_n}] = \mathbf{N}_{v_n}$, $n = 1 \dots N$.

У свою чергу кореляційна матриця завад і шумів \mathbf{R}_{NN} може бути представлена у вигляді

$$\mathbf{R}_{\text{NN}} = E \{ \mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t) \}, \quad (4.15)$$

де $\mathbf{n}(t)$ – вектор-стовпець адитивної суміші векторів-стовпців N -ої кількості зовнішніх завад та вектора-стовпця власних шумів каналів ЛАР, тобто

$$\mathbf{n}(t) = \sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) + \mathbf{n}_0(t). \quad (4.16)$$

Зазвичай зовнішні завади некорельовані з власними шумами в каналах ЛАР, тобто виконується умова

$$\overline{\mathbf{n}_n(t) \mathbf{n}_0^H(t)} = \overline{\mathbf{n}_0(t) \mathbf{n}_n^H(t)} = \mathbf{0}, \quad n = 1 \dots N \quad (4.17)$$

де $\mathbf{0}$ – матриця розміру $M \times M$, що складається з нульових елементів

Тоді матрицю \mathbf{R}_{NN} можна подати у вигляді

$$\mathbf{R}_{\text{NN}} = \mathbf{R}_{\Pi} + \mathbf{R}_0, \quad (4.18)$$

де \mathbf{R}_{Π} – кореляційна матриця зовнішніх завад ЛАР; \mathbf{R}_0 – кореляційна матриця власних шумів.

Кореляційна матриця зовнішніх вузькосмугових завад за умови їх взаємної просторової та часової некорельованості, що має місце у випадку, коли ці завади формуються незалежними один від одного ДРВ, матиме вигляд [132, 133]

$$\mathbf{R}_{\Pi} = E \left\{ \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right) \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right)^H \right\} = \sum_{n=1}^N \mathbf{R}_{\Pi_n}, \quad (4.19)$$

де $\mathbf{R}_{\Pi_n} = E \{ \mathbf{n}_n(t) \mathbf{n}_n^H(t) \} = E \left\{ \mathbf{N}_{v_n} \dot{N}_n(t) \mathbf{N}_{v_n}^H \dot{N}_n^*(t) \right\} = \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \overline{N_n^2(t)} = \sigma_{\Pi_n}^2 \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H$ – кореляційна

матриця n -го джерела вузькосмугових завад за умови випадковості часової структури завади й невинуватковості її просторової структури, $n = 1 \dots N$;

$\overline{N_n^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T N_n^2(t) dt = \sigma_{\Pi_n}^2$ – середня потужність k -го джерела завад в каналі ЛАР.

Аналогічно, кореляційна матриця \mathbf{R}_0 власних шумів за умови взаємної некорельованості квазібілих гауссівських шумів окремих каналів вузькосмугової ЛАР

$$\mathbf{R}_0 = E\{\mathbf{n}_0(t)\mathbf{n}_0^H(t)\} = \mathbf{I}\sigma_0^2, \quad (4.20)$$

де \mathbf{I} – одинична матриця розмірності $M \times M$; $\sigma_0^2 = \frac{1}{T} \int_0^T N_{0m}^2(t) dt$ – потужність власних шумів в окремому каналі ЛАР; $m = 1..M$.

Увівши позначення

$$h_n = \frac{\sigma_{\Pi n}^2}{\sigma_0^2}, \quad (4.21)$$

де h_n – відношення потужності завади від k -го джерела завад до потужності власних шумів у каналі АР, одержимо, що [132, 133]

$$\mathbf{R}_{NN} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H + \mathbf{I} \right) \sigma_0^2. \quad (4.22)$$

а оптимальне вінерівське рішення дорівнюватиме

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_{NN}^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0} = \frac{\mu}{\sigma_0^2} \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H + \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{S}_{\alpha 0} \quad (4.23)$$

При умові наявності лише однієї завади $N = 1$, використовуючи формулу Шермана-Моррісона [61, 85], з (4.22) отримаємо, що

$$\mathbf{R}_{NN}^{-1} = \frac{1}{\sigma_0^2} \left(\mathbf{I} - \frac{h_1 \mathbf{N}_{v_1}^* \mathbf{N}_{v_1}^T}{1 + h_1 M} \right). \quad (4.24)$$

Тоді, обираючи константу μ таким чином, щоб $\mu/\sigma_0^2 = 1$, отримаємо в загальному випадку, що оптимальний ВВК дорівнюватиме

$$\mathbf{w} = \left(\mathbf{I} - \frac{h_1 \mathbf{N}_{v_1}^* \mathbf{N}_{v_1}^T}{1 + h_1 M} \right) \mathbf{S}_{\alpha 0}. \quad (4.25)$$

4.2.3 Математична модель оптимального вектору вагових коефіцієнтів просторової обробки сигналів в лінійній антенній решітці для сферичного фазового фронту електромагнітної хвилі

У випадку розташування ДРВ корисного сигналу та n -го завадового сигналу у далекій зоні АР на пеленгах β_s, β_n , вектор-стовпці їхніх просторових структур, які відповідають ЕМХ з плоским фазовим фронтом згідно з (3.3) матимуть вигляд

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s) = F_0(\beta_s) \begin{bmatrix} \exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta_s)) & \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta_s)) & \dots & 1 \end{bmatrix}^T, \quad (4.26)$$

$$\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{N}_v(\beta_n) = F_0(\beta_n) \begin{bmatrix} \exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta_n)) & \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta_n)) & \dots & 1 \end{bmatrix}^T, \quad (4.27)$$

де $\Delta\varphi(\beta_s) = 2\pi L \sin\beta_s / \lambda$, $\Delta\varphi(\beta_n) = 2\pi L \sin\beta_n / \lambda$ — фазовий зсув між сусідніми елементами ЛАР для плоского фазового фронту ЕМХ (рис.3.1), які відповідно надходять від ДРВ корисного та n -го завадового сигналів, що розташовані у далекій зоні, $n = 1 \dots N$.

У випадку розташування ДРВ корисного сигналу та n -го завадового сигналу у проміжній зоні ЛАР на пеленгах β_s, β_n та дальностях d_s, d_n , вектор-стовпці їхніх просторових структур, які відповідають ЕМХ зі сферичним фазовим фронтом згідно з (3.10) матимуть вигляд

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s, d_s) = F_0(\beta_s) \begin{bmatrix} \exp(-j\Delta\varphi_1(\beta_s, d_s)) & \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta_s, d_s)) & \dots & \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta_s, d_s)) \end{bmatrix}^T, \quad (4.28)$$

$$\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{N}_v(\beta_n, d_n) = F_0(\beta_n) \begin{bmatrix} \exp(-j\Delta\varphi_1(\beta_n, d_n)) & \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta_n, d_n)) & \dots & \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta_n, d_n)) \end{bmatrix}^T. \quad (4.29)$$

де $\Delta\varphi_m(\beta_s, d_s)$, $\Delta\varphi_m(\beta_n, d_n)$ — фазові зсуви між m -им та центральним елементами ЛАР (у випадку непарної кількості елементів ЛАР) або фазовий зсув між m -м елементом ЛАР та центром апертури ЛАР (при парній кількості елементів ЛАР) для ЕМХ корисного та n -го завадових сигналів зі сферичними фазовими фронтами, ДРВ яких розташовані у проміжній зоні, $n = 1 \dots N$, $m = 1 \dots M$.

Необхідно зауважити, що в розділі №2 доведено, що при розташуванні ДРВ в проміжній зоні достатньо обмежитися лише першими трьома членами розкладання дальності від ДРВ корисного сигналу $d_m(\beta_n, d_n)$ та n -ого ДРВ завади $d_m(\beta_s, d_s)$, до m -го елемента ЛАР, $n = 1 \dots N$, $m = 1 \dots M$. Тоді фазові зсуви $\Delta\varphi_m(\beta_s, d_s)$, $\Delta\varphi_m(\beta_n, d_n)$ по аналогії з урахуванням (2.6)-(2.7) а також (2.22) та (2.23) можна подати у вигляді

$$d_m(\beta_n, d_n) \approx d_n + \frac{1}{2}(M+1-2m)L \sin \beta_n + \frac{(M+1-2m)^2 L^2 (\cos \beta_n)^2}{8d_n}, \quad (4.30)$$

$$d_m(\beta_s, d_s) \approx d_s + \frac{1}{2}(M+1-2m)L \sin \beta_s + \frac{(M+1-2m)^2 L^2 (\cos \beta_s)^2}{8d_s}, \quad (4.31)$$

$$\Delta \varphi_m(\beta_n, d_n) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m(\beta_n, d_n) - d_n) = \Delta \varphi_{\text{пл.}m}(\beta_n) + \Delta \varphi_{\text{сф.}m}(\beta_n, d_n), \quad (4.32)$$

$$\Delta \varphi_m(\beta_s, d_s) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m(\beta_s, d_s) - d_s) = \Delta \varphi_{\text{пл.}m}(\beta_s) + \Delta \varphi_{\text{сф.}m}(\beta_s, d_s), \quad (4.33)$$

де $\Delta \varphi_{\text{пл.}m}(\beta_n) = \frac{1}{2}(M+1-2m)\Delta \varphi(\beta_n)$, $\Delta \varphi_{\text{пл.}m}(\beta_s) = \frac{1}{2}(M+1-2m)\Delta \varphi(\beta_s)$ – фазові зсуви між m -им та центральним елементами ЛАР для ЕМХ з плоскими фазовими фронтами від

ДРВ, що розташовані на пеленгах β_n, β_s ; $\Delta \varphi_{\text{сф.}m}(\beta_n, d_n) = \frac{\pi(M+1-2m)^2 L^2 (\cos \beta_n)^2}{4\lambda d_n}$,

$\Delta \varphi_{\text{сф.}m}(\beta_s, d_s) = \pi(M+1-2m)^2 L^2 (\cos \beta_s)^2 / 4\lambda d_s$ – квадратичні доданки до фазових зсувів для ЕМХ з плоскими фазовими фронтами, які обумовлюють реальну сферичність фазових фронтів ЕМХ n -ої завади та корисного сигналу, $m = 1 \dots M$.

Отже, відповідно до (4.30)-(4.33) сферичний фазовий фронт ЕМХ для n -ої завади та корисного сигналу, ДРВ яких розташовані в проміжній зоні, можна розглядати як суму плоского фазового фронту ЕМХ та деякого квадратичного набігу до нього, що характеризує положення ДРВ в проміжній зоні. Тоді вирази (4.28) та (4.29) можна подати у вигляді

$$\mathbf{S}_{\alpha 0} = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s, d_s) = \mathbf{A}(\beta_s, d_s) \mathbf{S}_{\text{пл.}\alpha 0}(\beta_s), \quad (4.34)$$

де $\mathbf{S}_{\text{пл.}\alpha 0}(\beta_s) = F_0(\beta_s) \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta \varphi(\beta_s)} & e^{-j\left(\frac{M-3}{2}\right)\Delta \varphi(\beta_s)} & \dots & e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta \varphi(\beta_s)} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}_{\alpha}(\beta_s) e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta \varphi(\beta_s)}$ – вектор-

стовпець просторової структури ЕМХ з плоским фазовим фронтом від ДРВ корисного сигналу, що надходить з пеленгу β_s ; $\mathbf{A}(\beta_s, d_s)$ – діагональна матриця, що містить квадратичні доданки до фазових зсувів плоскої ЕМХ корисного сигналу, і яку можна назвати матрицею сферичності фазового фронту корисного сигналу.

Матриця $\mathbf{A}(\beta_s, d_s)$ може бути представлена як

$$\mathbf{A}(\beta_s, d_s) = \begin{bmatrix} \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф.1}}(\beta_s, d_s)) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф.2}}(\beta_s, d_s)) & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \exp(-j\Delta\varphi_{\text{сф.M}}(\beta_s, d_s)) \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

Аналогічно до (4.34), просторову структуру n -ої завади можна подати у вигляді

$$\mathbf{N}_{v_n} = \mathbf{N}_v(\beta_n, d_n) = \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{\text{пл.v}}(\beta_n), \quad (4.36)$$

де $\mathbf{N}_{\text{пл.v}}(\beta_n) = F_0(\beta_n) \begin{bmatrix} e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} & e^{-j\left(\frac{M-3}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} & \dots & e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)} \end{bmatrix}^T = \mathbf{N}_v(\beta_n) e^{j\left(\frac{M-1}{2}\right)\Delta\varphi(\beta_n)}$ – вектор-стовпець

просторової структури ЕМХ з плоским фазовим фронтом від ДРВ n -ої завади, що надходить з пеленгу β_n ; $\mathbf{A}(\beta_n, d_n)$ – діагональна матриця, що містить квадратичні доданки до фазових зсувів плоскої ЕМХ n -ої завади, і яку можна назвати матрицею сферичності фазового фронту n -ої завади. Матриця $\mathbf{A}(\beta_n, d_n)$ має вигляд, подібний (4.35), але при заміні β_s на β_n , а d_s на d_n .

При переміщенні ДРВ корисного або завадового сигналу у далеку зону ($d_s \rightarrow \infty$ або $d_n \rightarrow \infty$) отримаємо, що $\Delta\varphi_{\text{сф.m}}(\beta_s, d_s) \rightarrow 0$, $\Delta\varphi_{\text{сф.m}}(\beta_n, d_n) \rightarrow 0$, $m = 1 \dots M$, $n = 1 \dots N$ внаслідок чого

$$\mathbf{A}(\beta_n, d_n) = \mathbf{I}, \mathbf{A}(\beta_s, d_s) = \mathbf{I}. \quad (4.37)$$

Тоді, з урахуванням (4.34) – (4.37) обернену кореляційну матрицю (4.24) та вираз для визначення оптимального ВВК (4.25) при $\mu=1$ можна подати у вигляді

$$\mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} = \frac{1}{\sigma_0^2} \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \mathbf{A}^H(\beta_n, d_n) + \mathbf{I} \right)^{-1}, \quad (4.38)$$

$$\mathbf{w} = \left(\sum_{n=1}^N h_n \mathbf{A}(\beta_n, d_n) \mathbf{N}_{v_n} \mathbf{N}_{v_n}^H \mathbf{A}^H(\beta_n, d_n) + \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{A}(\beta_s, d_s) \mathbf{S}_{\text{пл.а0}}(\beta_s). \quad (4.39)$$

Вихідний сигнал ЛАР після просторової обробки

$$\dot{y}_{\text{еиx}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(t) = \dot{s}_{\text{еиx}}(t) + \dot{n}_{\text{еиx}}(t) + \dot{n}_{0.\text{еиx}}(t), \quad (4.40)$$

де $\dot{s}_{\text{еиx}}(t)$, $\dot{n}_{\text{еиx}}(t)$, $\dot{n}_{0.\text{еиx}}(t)$ – відповідно складова корисного сигналу, зовнішніх завад та внутрішніх завад, що відповідно дорівнюють

$$\dot{s}_{\text{еиx}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}(t), \dot{n}_{\text{еиx}}(t) = \mathbf{w}^H \left(\sum_{n=1}^N \mathbf{n}_n(t) \right), \dot{n}_{0.\text{еиx}}(t) = \mathbf{w}^H \mathbf{n}_0(t). \quad (4.41)$$

У окремому випадку, при $N = 1$ на основі роботи [86] можна показати, що

$$\dot{s}_{вих}(t) = M \left(1 - \frac{h_1 M}{1 + h_1 M} \rho_{\alpha 0 v_1}^2 \right) \dot{s}(t), \quad \dot{n}_{вих}(t) = \frac{M \dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^*}{1 + h_1 M} n(t), \quad (4.42)$$

де $\dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^* = \mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{N}_{v_1} / M$ – нормована комплексно спряжена функція просторової кореляції (ФПК) між не випадковими просторовою структурою ЕМХ від ДРВ корисного сигналу, що розташоване в далекій зоні на пеленгу β_S або у проміжній зоні на пеленгу β_S та дальності d_S й просторовою структурою ЕМХ завади, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β_1 або у проміжній зоні на пеленгу β_1 та дальності d_1 .

Аналіз (4.42) показує, що при $\dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^* \rightarrow 0$, що еквівалентно ситуації, коли завада потрапляє в область бічних пелюсток ДС ЛАР, а також враховуючи, що $h_1 M / (1 + h_1 M) \approx 1$, $M / (1 + h_1 M) \ll 1$ отримаємо випадок, коли

$$\dot{s}_{вих}(t) \approx M \dot{s}(t), \quad \dot{n}_{вих}(t) \approx 0, \quad (4.43)$$

тобто відбувається когерентне накопичення складових корисного сигналу та когерентна компенсація складових зовнішньої завади [61, 62].

4.2.4 Алгоритм і структурні схеми методу просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

Отже, згідно з рівнянням оптимального вектору вагових коефіцієнтів (4.25) або (4.39) основні етапи удосконаленого методу просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту його ЕМХ представлено на рис. 4.3.



Рисунок 4.3 – Основні етапи удосконаленого методу просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ

Головною відмінністю методу просторової селекції сигналів, що пропонується [89-90, 105, 111] у порівнянні з відомими [16] є застосування запропонованого в розділі 2 удосконаленого методу Кейпона для визначення за допомогою екстремумів функції просторового спектру (3.11) координат розташування ДРВ (пеленгів β_n ДРВ при їх розташуванні в далекій зоні та проміжній зоні а також дальності d_n до ДРВ при їх розташуванні у проміжній зоні), їхньої кількості ($N+1$), їх потужностей h_n відносно рівня власних шумів в каналі ЛАР, $n = 1 \dots N+1$. Це в свою чергу дозволить системі селекції отримувати інформацію про просторові та енергетичні параметри ДРВ та їхній взаємний розподіл по різних хвильових зонах.

На рис.4.4 зображено узагальнену структурну схему системи просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ у складі антенної решітки 1, блоку приймачів 2, блоку АЦП 3, блоку просторової селекції 4 та мікропроцесорного пристрою 5. Згідно зі схемою на рис.4.4, вихідний сигнал блоку просторової селекції, що відфільтрований від завад, може надходити на демодулятор чи аналізатор або будь-який інший пристрій обробки сигналів, призначення якого залежить від специфіки застосування РТС, де ця селекція застосовується. У разі необхідності оперативного керування, налаштування чи корекції ВВК на схемі рис.4.4 можна передбачити застосування сигналу зворотного зв'язку від блоку просторової селекції 4 до мікропроцесорного пристрою 5.

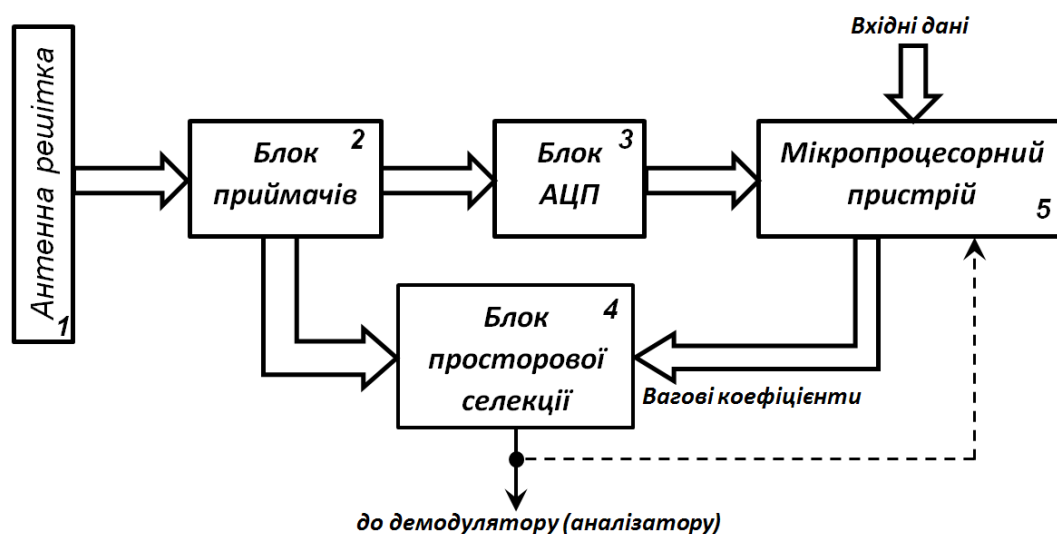


Рисунок 4.4 – Узагальнена структурна схема системи просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ

Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою 5 системи просторової селекції, яка реалізує обчислення оптимального вектору вагових коефіцієнтів відповідно до виразу (4.39) та зображена на рис.4.5.

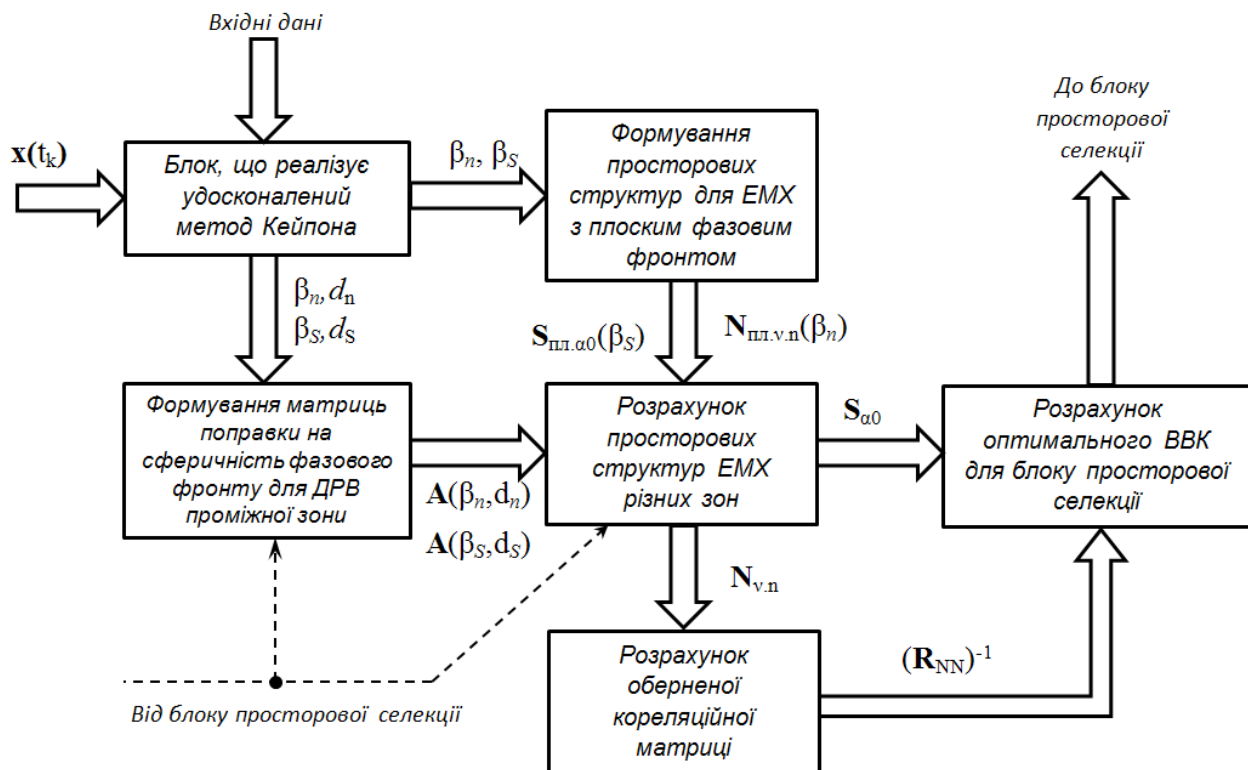


Рисунок 4.5 – Спрощена структурна схема мікропроцесорного пристрою системи просторової селекції

4.2.5 Характеристики спрямованості лінійної антенної решітки після оптимальної просторової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі

Нормована характеристика спрямованості ЛАР після оптимальної просторової обробки за правилом (4.14) з [61, 62, 80, 82] для очікуваного сигналу зі сферичним фазовим фронтом ЕМХ, ДРВ якого знаходиться в проміжній зоні дорівнюватиме

$$F_{\text{ЛАР,ПЗ,ПОС}}(\beta, d) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta, d)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} \mathbf{S}_\alpha(\beta, d)|, \quad (4.44)$$

де $\mathbf{S}_\alpha(\beta, d)$ – просторова структура очікуваного сигналу зі сферичним фронтом ЕМХ, ДРВ якого знаходиться на пеленгу β та дальності d у проміжній зоні і яка дорівнює:

$$\mathbf{S}_\alpha(\beta, d) = F_0(\beta) \left[\exp(-j\Delta\varphi_1(\beta, d)) \exp(-j\Delta\varphi_2(\beta, d)) \dots \exp(-j\Delta\varphi_M(\beta, d)) \right]^T, \quad (4.45)$$

де $\Delta\varphi_m(\beta, d)$ – фазові зсуви між m -им та центральним елементами ЛАР (у випадку непарної кількості елементів ЛАР) або фазовий зсув між m -м елементом ЛАР та центром апертури ЛАР (при парній кількості елементів ЛАР) для ЕМХ очікуваного сигналу зі сферичними фазовим фронтом, ДРВ якого розташоване у проміжній зоні, $m = 1 \dots M$.

Аналогічно, нормована ХС ЛАР для очікуваного сигналу з плоским фазовим фронтом ЕМХ, ДРВ якого знаходиться в далекій зоні ($d \rightarrow \infty$) після оптимальної просторової обробки дорівнюватиме

$$F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta) = \lim_{d \rightarrow \infty} F_{\text{ЛАР,ПЗ}}(\beta, d) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{R}_{\text{NN}}^{-1} \mathbf{S}_\alpha(\beta)|, \quad (4.46)$$

де $\mathbf{S}_\alpha(\beta)$ – просторова структура очікуваного сигналу далекої зони, ДРВ якого знаходиться на пеленгу β і яка дорівнює:

$$\mathbf{S}_\alpha(\beta) = F_0(\beta) \left[\exp(-j(M-1)\Delta\varphi(\beta)) \exp(-j(M-2)\Delta\varphi(\beta)) \dots 1 \right]^T, \quad (4.47)$$

де $\Delta\varphi(\beta) = 2\pi L \sin \beta / \lambda$ – фазовий зсув між сусідніми елементами ЛАР для плоского фазового фронту ЕМХ очікуваного сигналу, ДРВ якого знаходиться на пеленгу β в далекій зоні.

Тоді, вираз (4.46) при $N = 1$ можна подати у вигляді

$$F_{\text{ЛАР,ПЗ,ПОС}}(\beta, d) = \frac{1}{M} \left| \dot{\rho}_{\alpha 0\alpha}(\beta, d) - \frac{h_1 \dot{\rho}_{\alpha 0v_1}^* \dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta, d)}{1 + h_1 M} \right|, \quad (4.48)$$

де $\dot{\rho}_{\alpha 0\alpha}(\beta, d) = \mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta, d) / M$ – нормована комплексна ФПК між невинпадковими просторовою структурою ЕМХ від ДРВ корисного сигналу, що розташоване в далекій зоні на пеленгу β_S або у проміжній зоні на пеленгу β_S та дальності d_S та просторовою структурою ЕМХ очікуваного сигналу, ДРВ якого розташоване у проміжній зоні на пеленгу β та дальності d ;

$\dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta, d) = \mathbf{S}_\alpha^T(\beta, d) \mathbf{N}_{v_1}^* / M$ – нормована комплексна ФПК між невинпадковими просторовою структурою ЕМХ очікуваного сигналу, ДРВ якого розташоване у проміжній зоні на пеленгу β та дальності d та просторовою структурою ЕМХ

завади, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β_1 або у проміжній зоні на пеленгу β_1 та дальності d_1 .

Аналіз виразу (4.48) показує, що модуль нормованої ФПК $|\dot{\rho}_{\alpha 0\alpha}(\beta, d)|$ – це є ХС ЛАР в з максимумом головної пелюстки в кутовому напрямку β_s на ДРВ корисного сигналу або далекої (при $d_s \rightarrow \infty$) або проміжної ($d_s \leq R_{ДЗ}$) зони, що може бути побудована для далекої зони ($d \rightarrow \infty$) або будь-якої дальності ($d \leq R_{ДЗ}$) проміжної зони. При $d = d_s \leq R_{ДЗ}$ матимемо ХС, що сфокусована своєю головною пелюсткою на ДРВ корисного сигналу з координатами (β_s, d_s) , при цьому форма ДС буде майже такою самою, як і для випадку, коли ДРВ корисного сигналу розміщується в далекій зоні.

Подібним чином, нормовану ФПК виду $|\dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta, d)|$ можна трактувати як допоміжну (компенсаційну) ХС ЛАР, що своєю головною пелюсткою спрямована у кутовому напрямку β_1 на ДРВ завади далекої (при $d_1 \rightarrow \infty$) або проміжної ($d_1 \leq R_{ДЗ}$) зони.

У свою чергу ФПК $h_1 |\dot{\rho}_{\alpha 0v_1}^*| / (1 + h_1 M)$ можна розглядати як нормуючий множник, при якому функція ХС ЛАР (4.48) при $\beta = \beta_1$ та $d = d_1$ прямує до нуля, тобто відбувається компенсація завади, ДРВ якої розташоване на пеленгу β_1 та дальності d_1 .

При знаходженні ДРВ очікуваного сигналу в далекій зоні ($d \rightarrow \infty$) на пеленгу β , вираз (4.48) перетвориться у

$$F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta) = \frac{1}{M} \left| \dot{\rho}_{\alpha 0\alpha}(\beta) - \frac{h_1 \dot{\rho}_{\alpha 0v_1}^* \dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta)}{1 + h_1 M} \right|, \quad (4.49)$$

де $\dot{\rho}_{\alpha 0\alpha}(\beta) = \mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{S}_{\alpha}(\beta) / M$ – нормована комплексна функція просторової кореляції (ФПК) між невинуватковими просторовою структурою ЕМХ очікуваного сигналу, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β та просторовою структурою ЕМХ корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні на пеленгу β_s або у проміжній зоні на пеленгу β_s та дальності d_s ;

$\dot{\rho}_{\alpha 0 v_1}^* = \mathbf{S}_{\alpha 0}^H \mathbf{N}_{v_1} / M$ – нормована комплексно спряжена ФПК між невинпадковими просторовою структурою ЕМХ корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні на пеленгу β_s або у проміжній зоні на пеленгу β_s та дальності d_s й просторовою структурою ЕМХ завади, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β_1 або у проміжній зоні на пеленгу β_1 та дальності d_1 ;

$\dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta) = \mathbf{S}_{\alpha}^T(\beta) \mathbf{N}_{v_1}^* / M$ – нормована комплексна ФПК між невинпадковими просторовою структурою ЕМХ очікуваного сигналу, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β та просторовою структурою ЕМХ завади, ДРВ якого розташоване у далекій зоні на пеленгу β_1 або у проміжній зоні на пеленгу β_1 та дальності d_1 .

Перехід від виразу (4.48) до (4.49) обумовлений тим, що при переміщенні ДРВ очікуваного сигналу з проміжної зони у далеку, тобто при умові $d \rightarrow \infty$, як показано в роботі [86] справедливим буде наступне співвідношення

$$F_{\text{ЛАР.ДЗ.ПОС}}(\beta) = \lim_{d \rightarrow \infty} F_{\text{ЛАР.ПЗ.ПОС}}(\beta, d), \quad (4.50)$$

оскільки $\dot{\rho}_{\alpha 0 \alpha}(\beta) = \lim_{d \rightarrow \infty} \dot{\rho}_{\alpha 0 \alpha}(\beta, d)$, $\dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta) = \lim_{d \rightarrow \infty} \dot{\rho}_{\alpha v_1}(\beta, d)$.

4.2.6 Характеристики ефективності оптимальної просторової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі

Основними характеристиками оптимальної просторової обробки будемо вважати коефіцієнт ослаблення корисного сигналу та коефіцієнт придушення завади після просторової обробки сигналів для випадку їхнього розташування в проміжній або далекій хвильовій зонах.

Коефіцієнт ослаблення потужності корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні ($d_s \rightarrow \infty$) на пеленгу $\beta = \beta_s$ може бути розрахований за формулою

$$K_{\text{ОСЛ.ДЗ}} = 20 \lg \frac{F_{\text{ЛАР.ДЗ}}(\beta_s)}{F_{\text{ЛАР.ДЗ.ПОС}}(\beta_s)}, \quad (4.51)$$

де $F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta_s)$ – значення ДС АР в кутовому напрямку β_s на ДРВ корисного сигналу після просторової обробки сигналів; $F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_s)$ – значення ДС ЛАР, що сфокусована в далеку зону на ДРВ корисного сигналу з пеленгом β_s до просторової обробки, і яке дорівнює

$$F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_s) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_s)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_s)| = F_0^2(\beta_s), \quad (4.52)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ далекої зони.

Коефіцієнт ослаблення потужності корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в проміжній зоні ($d_s \leq R_{\text{ДЗ}}$) на пеленгу $\beta = \beta_s$ після просторової обробки сигналів може бути розрахований за формулою

$$K_{\text{ОСЛ,ПЗ}} = 20 \lg \left(\frac{F_{\text{ЛАР,ПЗ,ПОС}}(\beta_s, d_s)}{F_{\text{ЛАР,ПЗ}}(\beta_s, d_s)} \right), \quad (4.53)$$

де $F_{\text{ЛАР,ПЗ,ПОС}}(\beta_s, d_s)$, – значення ДС ЛАР, що сфокусована в проміжну зону на ДРВ корисного сигналу з координатами місцеположення (β_s, d_s) після просторової обробки; $F_{\text{ЛАР,ПЗ}}(\beta_s, d_s)$ – значення ДС ЛАР, що сфокусована в проміжну зону на ДРВ корисного сигналу з координатами місцеположення (β_s, d_s) до просторової обробки, і яке також дорівнює

$$F_{\text{ЛАР,ПЗ}}(\beta_s, d_s) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)| = F_0^2(\beta_s), \quad (4.54)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ проміжної зони, що розташоване на відстані d_s .

По аналогії з (4.51) та (4.53) коефіцієнт придушення n -ї завади, ДРВ якої розташоване в далекій зоні ($d_n \rightarrow \infty$) на пеленгу β_n при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, що також розташоване у далекій зоні, але на пеленгу β_s , може бути розрахований за формулою, $n = 1 \dots N$

$$K_{\text{П,ДЗ}_n} = 20 \lg \frac{F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n)}{F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta_n)}, \quad (4.55)$$

де $F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta_n)$ – значення ДС ЛАР в кутовому напрямку β_n на n -ну заваду після просторової обробки; $F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n)$ – значення ДС ЛАР в кутовому напрямку β_n на n -ну до просторової обробки, і яка дорівнює, $n = 1 \dots N$

$$F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n)|, \quad (4.56)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ далекої зони.

Так само, коефіцієнт придушення n -ї завади, ДРВ якої розташоване в далекій зоні ($d_n \rightarrow \infty$) на пеленгу β_n при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, що розташоване у проміжній зоні з координатами (β_n, d_n) , може бути розрахований за формулою, $n = 1 \dots N$

$$K_{\text{П,ДЗ}_n} = 20 \lg \frac{F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n)}{F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta_n)}, \quad (4.57)$$

де $F_{\text{ЛАР,ДЗ,ПОС}}(\beta_n)$ – значення ДС ЛАР в кутовому напрямку β_n на n -ну заваду далекої зони після просторової обробки; $F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n)$ – значення ДС ЛАР в кутовому напрямку β_n на n -ну заваду далекої до просторової обробки, і яка дорівнює

$$F_{\text{ЛАР,ДЗ}}(\beta_n) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n)|, \quad (4.58)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ проміжної зони, що розташоване на відстані d_n , $n = 1 \dots N$.

Коефіцієнт придушення потужності n -ої завади, ДРВ якої розташоване в проміжній зоні ($d_n \leq R_{\text{ДЗ}}$) на пеленгу $\beta = \beta_n$ при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, що розташоване у далекій зоні, але на пеленгу β_s може бути розрахований за формулою, $n = 1 \dots N$

$$K_{\text{П,ПЗ}_n} = 20 \lg \left(\frac{F_{\text{ЛАР,ПЗ,ПОС}}(\beta_n, d_n)}{F_{\text{ЛАР,ПЗ}}(\beta_n, d_n)} \right), \quad (4.59)$$

де $F_{\text{ЛАР.ПЗ.ПОС}}(\beta_n, d_n)$ – значення ДС ЛАР у проміжній зоні для ДРВ з координатами (β_n, d_n) після просторової обробки; $F_{\text{ЛАР.ПЗ}}(\beta_n, d_n)$ – значення ДС ЛАР для ДРВ з координатами (β_n, d_n) до просторової обробки і яка дорівнює

$$F_{\text{ЛАР.ПЗ}}(\beta_n, d_n) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n, d_n)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n, d_n)|, \quad (4.60)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ далекої зони.

Коефіцієнт придушення потужності n -ої завади, ДРВ якої розташоване в проміжній зоні ($d_n \leq R_{\text{ДЗ}}$) на пеленгу $\beta = \beta_n$ при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, що розташоване у проміжній зоні, але на пеленгу β_s може бути розрахований за формулою, $n = 1 \dots N$

$$K_{\text{П.ПЗ}_n} = 20 \lg \left(\frac{F_{\text{ЛАР.ПЗ.ПОС}}(\beta_n, d_n)}{F_{\text{ЛАР.ПЗ}}(\beta_n, d_n)} \right), \quad (4.61)$$

де $F_{\text{ЛАР.ПЗ.ПОС}}(\beta_n, d_n)$ – значення ДС ЛАР у проміжній зоні для ДРВ з координатами (β_n, d_n) після просторової обробки; $F_{\text{ЛАР.ПЗ}}(\beta_n, d_n)$ – значення ДС ЛАР для ДРВ з координатами (β_n, d_n) до просторової обробки, $n = 1 \dots N$ і яка дорівнює

$$F_{\text{ЛАР.ПЗ}}(\beta_n, d_n) = \frac{1}{M} |\mathbf{w}^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n, d_n)| = \frac{1}{M} |\mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)^H \mathbf{S}_\alpha(\beta_n, d_n)|, \quad (4.62)$$

де $\mathbf{w} = \mathbf{S}_\alpha(\beta_s, d_s)$ – ВВК, при якому на виході ЛАР забезпечується когерентне додавання складових корисного сигналу з кутового напрямку β_s від ДРВ проміжної зони, що розташоване на відстані d_n .

Вищенаведені співвідношення для теоретичного розрахунку коефіцієнтів ослаблення корисного сигналу та придушення завади можна значно спростити при $N = 1$. Тоді, базуючись на результатах роботи [86] при використанні слабоспрямованих антенних елементів, тобто при $F_0(\beta) = 1$ для $-90^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ отримаємо, що

$$K_{\text{ОСЛ}} = 10 \lg \frac{P_{\text{С.ВИХ}}}{P_{\text{С.ВИХ.ПОС}}} = -20 \lg \left(1 - \frac{h_1 M}{1 + h_1 M} \rho_{\alpha 0 \nu_1}^2 \right) \approx -20 \lg(1 - \rho_{\alpha 0 \nu_1}^2), \quad (4.63)$$

$$K_{\Pi} = 10 \lg \frac{P_{\Pi.ВИХ}}{P_{\Pi.ВИХ.ПОС}} = 20 \lg(1 + h_1 M), \quad (4.64)$$

де $P_{\text{с.вих}} = E[\dot{s}(t)^H \dot{s}(t)] = M^2 P_{\text{с0}}$, $P_{\Pi.ВИХ} = M^2 \rho_{\alpha 0 \nu_1}^2 P_{\Pi 0}$ – відповідно потужність корисного сигналу та завади на виході ЛАР при фокусуванні ЛАР на ДРВ корисного сигналу, що розташоване або в проміжній або в далекій зоні до просторової обробки; $P_{\text{с0}}, P_{\Pi 0}$ – середня потужність корисного сигналу та завади в окремо взятому каналі ЛАР; $P_{\text{с.вих.ПОС}} = M^2 (1 - \rho_{\alpha 0 \nu_1}^2) P_{\text{с0}}$, $P_{\Pi.ВИХ.ПОС} = M^2 \rho_{\alpha 0 \nu_1}^2 P_{\Pi 0} / (1 + h_1 M)^2$ – відповідно потужність корисного сигналу та завади на виході ЛАР після оптимальної просторової обробки сигналів. З формули (4.63) випливає той факт, що коефіцієнт ослаблення корисного сигналу після просторової обробки визначається ступенем подібності (кореляції) просторових структур (фазових фронтів ЕМХ) корисного сигналу та завади, що оцінюється значенням функції просторової цих структур $\rho_{\alpha 0 \nu_1}$, що залежить від просторових координат місцеположення корисного сигналу (β_S, d_S) та завади (β_1, d_1) .

Аналіз виразу (4.63) показує, що при $\rho_{\alpha 0 \nu_1}^2 \rightarrow 0$, що еквівалентно потраплянню ДРВ завади в область бічних пелюсток ХС ЛАР, $K_{\text{осл}} \approx 0$ дБ. та Відповідно до (4.64), коефіцієнт придушення завади є постійним і залежить лише від кількості елементів M ЛАР та відношення h_1 завада/шум в каналі ЛАР, що співпадає з твердженнями в роботі [61].

На рис.4.6,а показано ФПК в залежності від дальності до ДРВ завади, розташованого на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальностях: $d_S = 0,05 R_{\text{д.з}}$ (крива 1); $d_S = 0,1 R_{\text{д.з}}$ (крива 2); $d_S = 0,25 R_{\text{д.з}}$ (крива 3); $d_S = 0,5 R_{\text{д.з}}$ (крива 4); $d_S = R_{\text{д.з}}$ (крива 5). На рис.1,б показано ФПК при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10 R_{\text{д.з}}$ як функція дальності d_1 до ДРВ завади та його пеленгу: 1) $\beta_1 = 0^\circ$; 2) $\beta_1 = 15^\circ$; 3) $\beta_1 = 30^\circ$; 4) $\beta_1 = 45^\circ$; 5) $\beta_1 = 60^\circ$, де $R_{\text{д.з}} = 54$ м, $M = 20$, $f = 1$ ГГц.

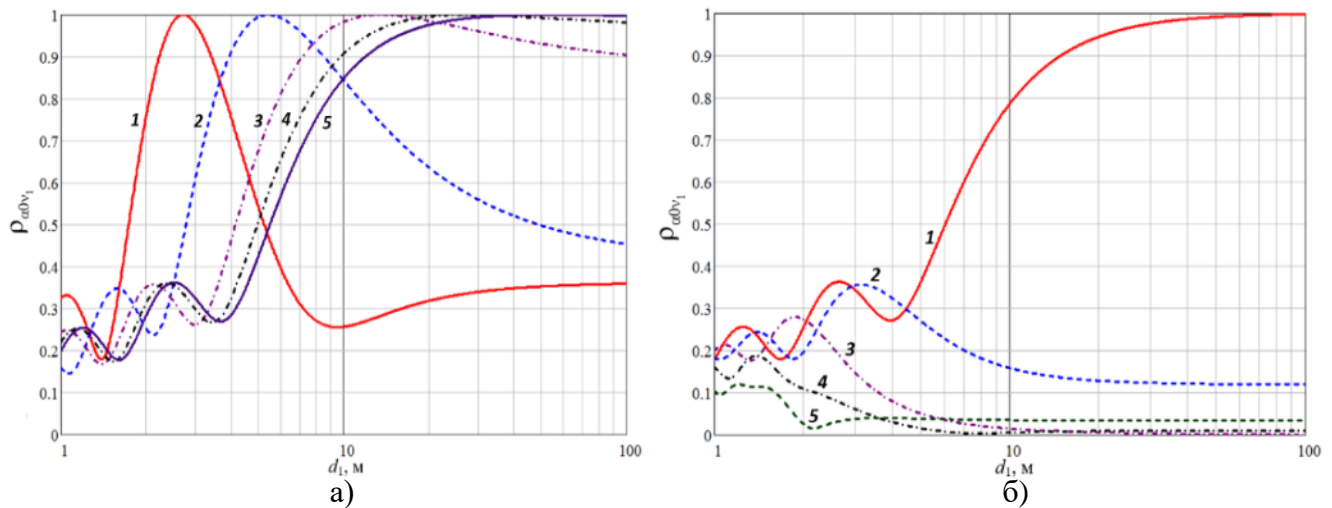


Рисунок 4.6 – Функція просторової кореляції: а) в залежності від дальності до ДРВ завади, розташованого на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальностях: 1) $d_s = 0,05 R_{д.з}$; 2) $d_s = 0,1 R_{д.з}$; 3) $d_s = 0,25 R_{д.з}$; 4) $d_s = 0,5 R_{д.з}$; 5) $d_s = R_{д.з}$; б) при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_s = 10 R_{д.з}$ в залежності від дальності до ДРВ завади та його пеленгу: 1) $\beta_1 = 0^\circ$; 2) $\beta_1 = 15^\circ$; 3) $\beta_1 = 30^\circ$; 4) $\beta_1 = 45^\circ$; 5) $\beta_1 = 60^\circ$

У той же час, на рис.4.7,а,б відображено залежність ФПК від пеленга β_1 ДРВ завади при його розташуванні на дальностях $d_1 = R_{д.з}$ (крива 1, рис.4.7,а), $d_1 = 0,25 R_{д.з}$ (крива 2, рис.4.7,а), $d_1 = 0,1 R_{д.з}$ (крива 1, рис.4.7,б), $d_1 = 0,05 R_{д.з}$ (крива 2, рис.4.7,б) та розташуванні ДРВ корисного сигналу в далекій зоні на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$

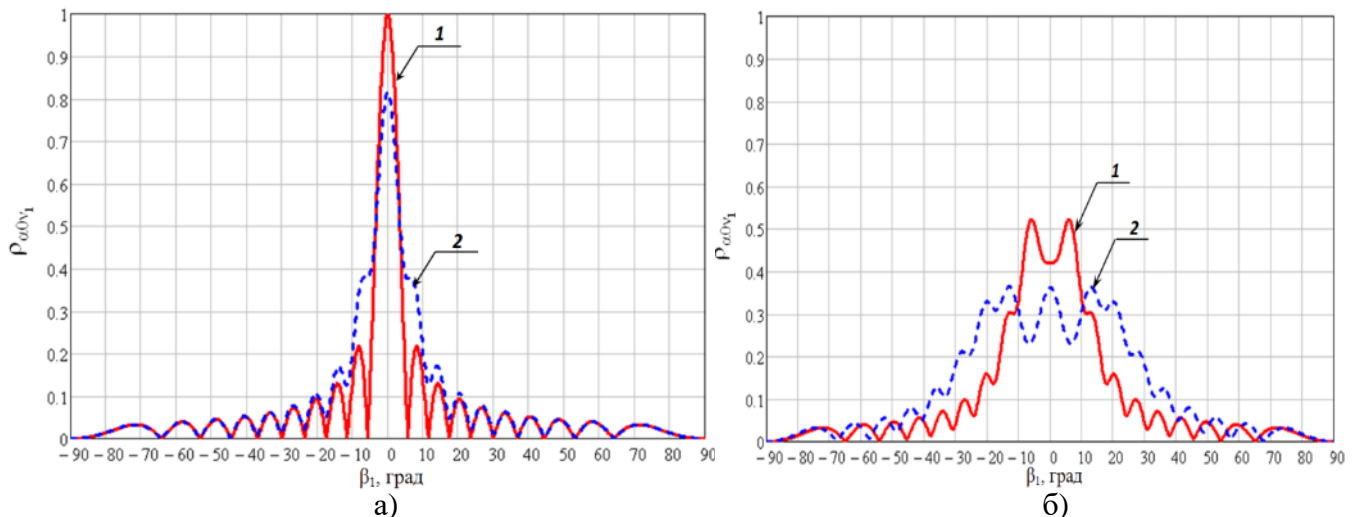


Рисунок 4.7 – а) Залежність ФПК від пеленга β_1 ДРВ завади при його розташуванні на дальностях: 1) $d_1 = R_{д.з}$; 2) $d_1 = 0,25 R_{д.з}$ та розташуванні ДРВ корисного сигналу в далекій зоні на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$; в) теж саме, але при розташуванні ДРВ завади на дальності 1) $d_1 = 0,1 R_{д.з}$; 2) $d_1 = 0,05 R_{д.з}$

На рис.4.8,а показано залежність коефіцієнту ослаблення корисного сигналу, що розраховано за формулою (4.63) від значення ФПК ρ_{00v1} між просторовими

структурами корисного сигналу та завади для ЛАР з $M = 20$ на частоті $f = 1000$ МГц, Значення параметру було обраним $h_1 = 1000$ (тобто 30 дБ).

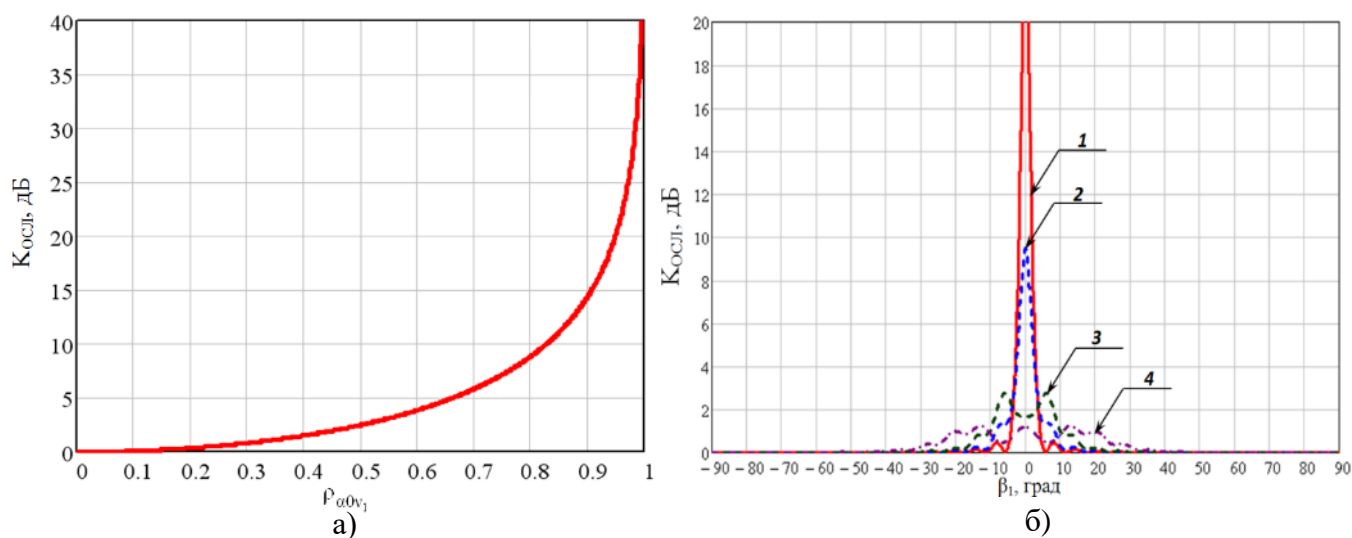


Рисунок 4.8 – а) Залежність коефіцієнту ослаблення корисного сигналу від значення $\rho_{\alpha 0 v_1}$ ФПК між просторовими структурами корисного сигналу та завади; б) залежність коефіцієнту ослаблення корисного сигналу від значення пеленга β_1 ДРВ завади при його розташуванні на дальності: 1) $d_1 = R_{Д.з}$; 2) $d_1 = 0,25R_{Д.з}$; 3) $d_1 = 0,1R_{Д.з}$; 4) $d_1 = 0,05R_{Д.з}$ та розташуванні ДРВ корисного сигналу в далекій зоні на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$

На рис.4.8,б зображено залежність коефіцієнту ослаблення корисного сигналу від значення від пеленга β_1 ДРВ завади при його розташуванні на дальностях $d_1 = R_{Д.з}$ (крива 1), $d_1 = 0,2R_{Д.з}$ (крива 2), $d_1 = 0,1R_{Д.з}$ (крива 3), $d_1 = 0,05R_{Д.з}$ (крива 4) та розташуванні ДРВ корисного сигналу в далекій зоні на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$.

Аналіз кривих на рис.4.6 показує, що зі збільшенням (зменшенням) значення $\rho_{\alpha 0 v_1}$ ФПК, що еквівалентно наближенню (віддаленню) ДРВ завади до (від) ДРВ корисного сигналу (або навпаки), коефіцієнт ослаблення корисного сигналу після оптимальної просторової обробки сигналу збільшується (зменшується). Коефіцієнт придушення завади при цьому згідно з (4.64) є постійним та рівним $K_{\Pi} = 20\lg(1+20 \cdot 1000) \approx 86$ дБ.

4.2.7 Відношення потужності сигналу до суми потужностей зовнішніх та внутрішніх шумів до та після просторової обробки сигналів

На основі результатів роботи [86] при $N = 1$, $F_0(\beta) = 1$ для $-90^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ отримаємо, що потужність корисного сигналу, зовнішніх завад та внутрішнього шуму на виході ЛАР без застосування оптимальної просторової обробки сигналів, тобто коли головна пелюстка ДС ЛАР лише спрямована на ДРВ корисного сигналу, а в кутовому напрямку на ДРВ завад провали в ХС ЛАР не формуються, відповідно дорівнюють

$$P_{\text{С.вих}} = [\dot{s}_{\text{вих.0}}(t) \dot{s}_{\text{вих.0}}^*(t)] = E[\mathbf{w}_0^H \mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t) \mathbf{w}_0] = M^2 P_{\text{С.0}}, \quad (4.65)$$

$$P_{\text{П.вих}} = [\dot{n}_{\text{вих.0}}(t) \dot{n}_{\text{вих.0}}^*(t)] = E[\mathbf{w}_0^H \mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t) \mathbf{w}_0] = M^2 \rho_{\alpha 0 v_1}^2 P_{\text{П.0}}, \quad (4.66)$$

$$P_{\text{Ш.вих}} = [\dot{n}_{0.0}(t) \dot{n}_{0.0}^*(t)] = E[\mathbf{w}_0^H \mathbf{n}_0(t) \mathbf{n}_0^H(t) \mathbf{w}_0] = \mathbf{I} M \sigma_0^2, \quad (4.67)$$

де $\mathbf{w}_0 = \mathbf{S}_{\alpha 0}$ – ВВК, при якому ЛАР фокусується на корисного сигналу незалежно від зони розташування його ДРВ; $\dot{s}_{\text{вих.0}}(t) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{s}(t)$, $\dot{n}_{\text{вих.0}}(t) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{n}(t)$, $\dot{n}_{0.0}(t) = \mathbf{w}_0^H \mathbf{n}_0(t)$ – комплексні напруги корисного сигналу, завади та внутрішнього шуму на виході ЛАР; $P_{\text{С.0}}$, $P_{\text{П.0}}$ – відповідно потужність корисного сигналу та завади в окремому каналі ЛАР.

Тоді відношення сигнал/(завада+шум) на виході ЛАР при використанні неоптимальної просторової обробки у разях, дорівнюватиме

$$\left(\frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{П}} + P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих}} = \frac{P_{\text{С.0}}}{\sigma_0^2} \frac{M}{(h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2 + 1)} = \left(\frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{Ш}}} \right) \frac{M}{(h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2 + 1)}, \quad (4.68)$$

де $(P_{\text{С}}/P_{\text{Ш}})$ – відношення сигнал/шум в окремому каналі ЛАР.

З формули (4.68) випливає, що відсутності зовнішньої завади ($h_1=0$), $(P_{\text{С}}/(P_{\text{П}} + P_{\text{Ш}}))_{\text{вих}} = M \cdot (P_{\text{С}}/P_{\text{Ш}})$, тобто відношення сигнал/шум на виході ЛАР у M разів (на $10 \log(M)$, дБ) більше, ніж відношення сигнал/шум в окремому каналі ЛАР. Це означає, що при відсутності завади відбувається когерентне накопичення складових корисного сигналу і така неоптимальна (в умовах відсутності зовнішніх завад)

просторова обробка сигналів стає оптимальною. Якщо $\rho_{\alpha 0 v_1}^2 \rightarrow 0$, що еквівалентно, наприклад, потраплянню ДРВ завади в область бічних пелюсток як в далекій так й у проміжній зоні, на виході ЛАР також відбувається когерентне накопичення складових корисного сигналу. При умові, коли $\rho_{\alpha 0 v_1}^2 = 1$, що еквівалентно співпадінню кутових координат та зон розташування ДРВ корисного та завадового сигналів, враховуючи, що $h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2 + 1 \gg M$, отримаємо, що $(P_C / (P_{\Pi} + P_{\text{Ш}}))_{\text{вих}} \rightarrow 0$, тобто відбувається придушення корисного сигналу потужними складовими сигналу завади.

Далі, використовуючи результати роботи [86] отримуємо, що потужність корисного сигналу, зовнішніх завад та внутрішнього шуму на виході ЛАР при застосуванні оптимальної просторової обробки сигналів відповідно до рівняння Вінера-Хопфа дорівнюватимуть

$$P_{\text{С.вих.ПОС}} = [\dot{s}_{\text{вих}}(t) \dot{s}_{\text{вих}}^*(t)] = E[\mathbf{w}^H \mathbf{s}(t) \mathbf{s}^H(t) \mathbf{w}] = M^2 \left(1 - \frac{h_1 M}{1 + h_1 M} \rho_{\alpha 0 v_1}^2 \right)^2 P_{\text{С.0}} \approx M^2 (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2)^2 P_{\text{С.0}}, \quad (4.69)$$

$$P_{\text{П.вих.ПОС}} = [\dot{n}_{\text{вих}}(t) \dot{n}_{\text{вих}}^*(t)] = E[\mathbf{w}^H \mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t) \mathbf{w}] = \frac{M^2 \rho_{\alpha 0 v_1}^2 P_{\text{П.0}}}{(1 + h_1 M)^2}, \quad (4.70)$$

$$P_{\text{Ш.вих.ПОС}} = [\dot{n}_{\text{вих}}(t) \dot{n}_{\text{вих}}^*(t)] = E[\mathbf{w}^H \mathbf{n}(t) \mathbf{n}^H(t) \mathbf{w}] = \frac{M (1 + 2h_1 M (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2) + h_1^2 M^2 (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2))}{(1 + h_1 M)^2} \sigma_0^2. \quad (4.71)$$

Тоді, ВСЗШ після використання оптимальної просторової обробки сигналів дорівнюватиме

$$\left(\frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{П}} + P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих.ПОС}} = \left(\frac{P_{\text{С}}}{P_{\text{Ш}}} \right) \frac{M (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2 h_1 M / (1 + h_1 M))^2 (1 + h_1 M)^2}{(h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2 + (2h_1 M + h_1^2 M^2) (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2) + 1)}. \quad (4.72)$$

Аналіз виразу (4.72) показує, що при $\rho_{\alpha 0 v_1}^2 \rightarrow 0$ та $h_1 M / (1 + h_1 M) \approx 1$ $(P_{\text{С}} / (P_{\text{П}} + P_{\text{Ш}}))_{\text{вих.ПОС}} = M \cdot (P_{\text{С}} / P_{\text{Ш}})$, тобто відношення сигнал/шум на виході ЛАР у М разів перевищує відношення сигнал/шум в окремому каналі ЛАР за рахунок когерентного накопичення складових корисного сигналу. У свою чергу, при

$\rho_{\alpha 0 v_1}^2 = 1 \left(P_c / (P_{\Pi} + P_{\text{Ш}}) \right)_{\text{вих.ПОС}} = 0$, оскільки ЛАР як просторовий фільтр не здатна розрізнити ідентичні просторові структури корисного сигналу та завади, внаслідок чого завада придушує сигнал.

На рис.4.9,а відображено графік залежності ВСЗШ на виході ЛАР згідно (4.68), що нормоване відносно $(P_c/P_{\text{Ш}})$ від значення ФПК при $h_1 = 1$ (крива 1); 2) $h_1 = 10$ (крива 2); 3) $h_1 = 100$ (крива 3); 4) $h_1 = 1000$ (крива 4) при неоптимальній просторовій обробці, а на рис.4.9,б – при оптимальній просторовій обробці згідно (4.72).

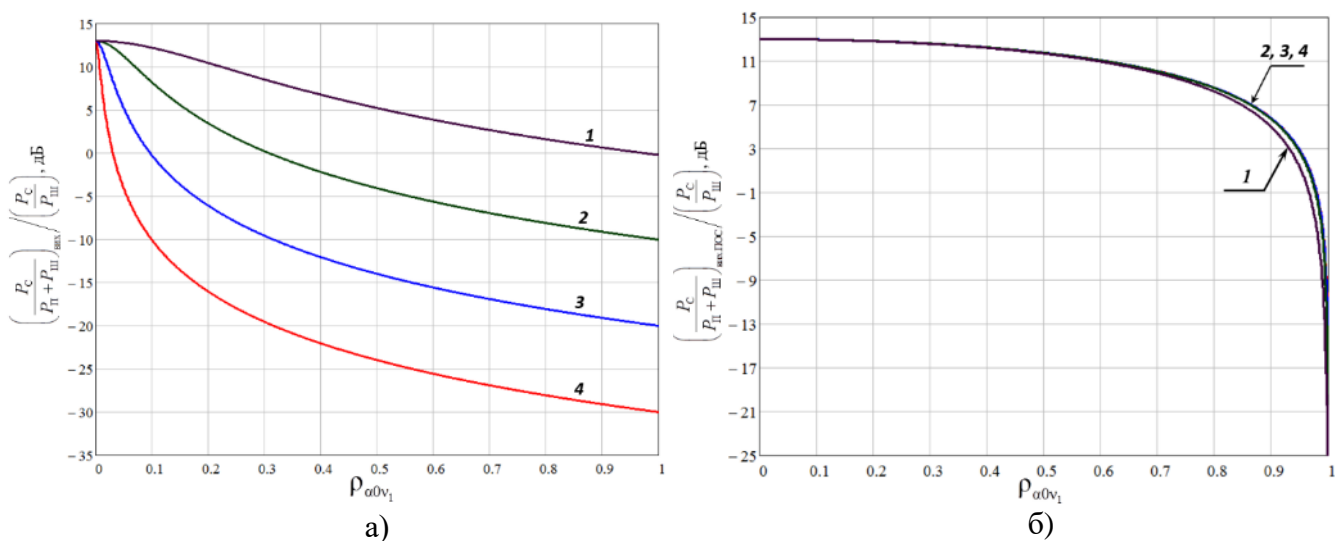


Рисунок 4.9 – Залежність нормованого значення ВСЗШ на виході ЛАР від значення ФПК для 1) $h_1 = 1$; 2) $h_1 = 10$; 3) $h_1 = 100$; 4) $h_1 = 1000$ при: а) неоптимальній просторовій обробці; б) оптимальній просторовій обробці

Для оцінки виграшу, що дає використання оптимальної просторової обробки за рівнянням Вінера-Хопфа у порівнянні з неоптимальною просторовою обробкою (тобто лише фокусуванні на корисний сигнал) в умовах впливу однієї завади можна ввести коефіцієнт виграшу оптимальної просторової обробки, що дорівнюватиме

$$K_{\text{ВИГР}} = 10 \lg \left(\left(\frac{P_c}{P_{\Pi} + P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих.ПОС}} / \left(\frac{P_c}{P_{\Pi} + P_{\text{Ш}}} \right)_{\text{вих}} \right) = 10 \lg \left[\frac{\left((1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2 h_1 M / (1 + h_1 M))^2 (1 + h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2) (1 + h_1 M)^2 \right)}{(h_1 M \rho_{\alpha 0 v_1}^2 + (2 h_1 M + h_1^2 M^2) (1 - \rho_{\alpha 0 v_1}^2) + 1)} \right]. \quad (4.73)$$

Згідно з (4.73) на рис.4.10,а відображено графік виграшу при оптимальній просторовій обробці у порівнянні з неоптимальною просторовою обробкою в залежності від значення ФПК при $h_1 = 1$ (крива 1), $h_1 = 10$ (крива 2), $h_1 = 100$ (крива 3), $h_1 = 1000$ (крива 4), а на рис.4.10,б в залежності від дальності до ДРВ завади для

$h_1 = 1000$ та $\beta_1 = \beta_S = 0^\circ$ при розташуванні ДРВ корисного сигналу на дальності $d_S = 0,1R_{Д.З}$ (крива 1), $d_S = 0,25R_{Д.З}$ (крива 2), $d_S = 0,5R_{Д.З}$ (крива 3); 4) $d_S = R_{Д.З}$ (крива 4), 5) $d_S = 10R_{Д.З}$ (крива 5).

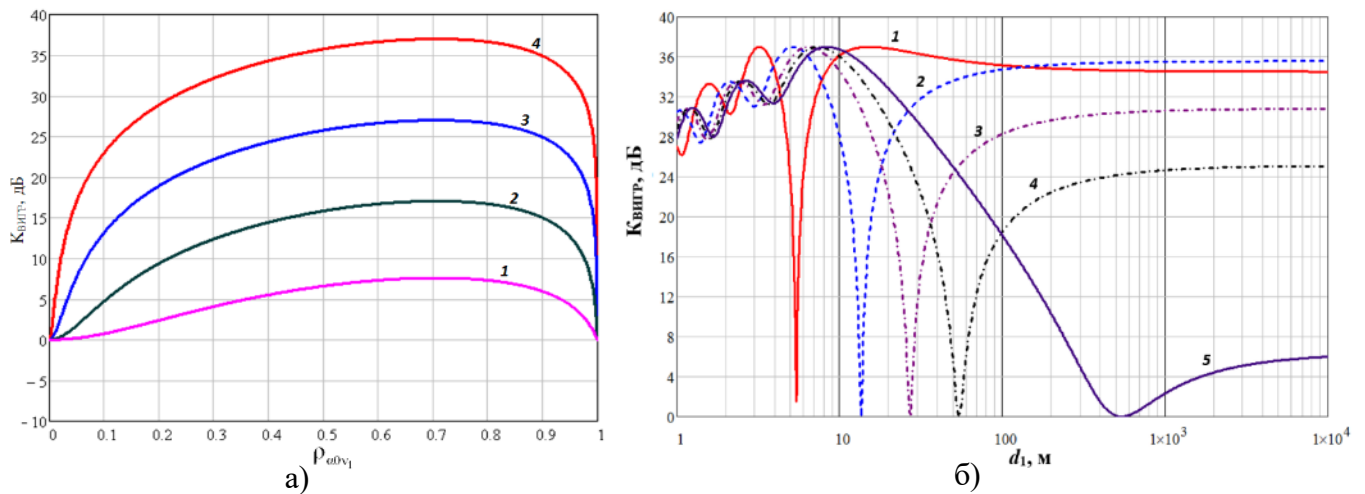


Рисунок 4.10 – Залежність виграшу при оптимальній просторовій обробці у порівнянні з неоптимальною просторовою обробкою: а) в залежності від значення ФПК при 1) $h_1 = 1$; 2) $h_1 = 10$; 3) $h_1 = 100$; 4) $h_1 = 1000$; б) в залежності від дальності до ДРВ завади для $h_1 = 1000$ та $\beta_1 = \beta_S = 0^\circ$ при розташуванні ДРВ корисного сигналу на дальності 1) $d_S = 0,1R_{Д.З}$; 2) $d_S = 0,25R_{Д.З}$; 3) $d_S = 0,5R_{Д.З}$; 4) $d_S = R_{Д.З}$; 5) $d_S = 10R_{Д.З}$

Аналіз рис.4.10,а показує, що існує таке оптимальне значення ФПК $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}$, при якому виграш $K_{\text{вигр}}(\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}) = \max$, тобто досягає свого максимального значення.

З рис.4.10,б видно, що при співпадінні координат розташування ДРВ сигналу та завади, тобто $\beta_1 = \beta_S = 0^\circ$, $d_1 = d_S$, виграш $K_{\text{вигр}} = 0 \text{ дБ}$.

Дослідивши функцію (4.73) на екстремум за допомогою математичного пакету MathCad, отримаємо, що

$$\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}} = \sqrt{\frac{3a^2 + 5a - \sqrt{(a^2 + 3a)^2 - 4}}{4a(a+1)}}, \quad (4.74)$$

де $a = h_1 M$ – константа, що дорівнює добутку відношення завади/шум та кількості антенних елементів ЛАР.

На рис.4.11,а зображено графік залежності оптимального значення ФПК $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}$ від параметра a . Аналіз рис.4.11,а показує, що для будь-якого ненульового значення $a > 5$, оптимальне значення параметру $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}$ є постійним і рівним $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}} = 0,707$.

При цьому відповідно до рис.4.10 виграш при оптимальній просторовій обробці при $\rho_{\alpha 0 v_1} = \rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}} = 0,707$ буде відповідно до (4.73) буде дорівнювати

$$K_{\text{ВИГР.ОПТ}} = 10 \lg \left(\frac{(a+2)^3}{4a^2 + 12a + 8} \right). \quad (4.75)$$

На рис.4.11,б показано графік залежності оптимального виграшу при застосуванні оптимальної просторової обробки сигналів від параметра a . Аналіз рис.4.11,б показує, що зі збільшенням значення параметра a оптимальний виграш також збільшується. Це можна пояснити тим, що зі збільшенням a згідно з (4.64) збільшується коефіцієнт придушення завади.

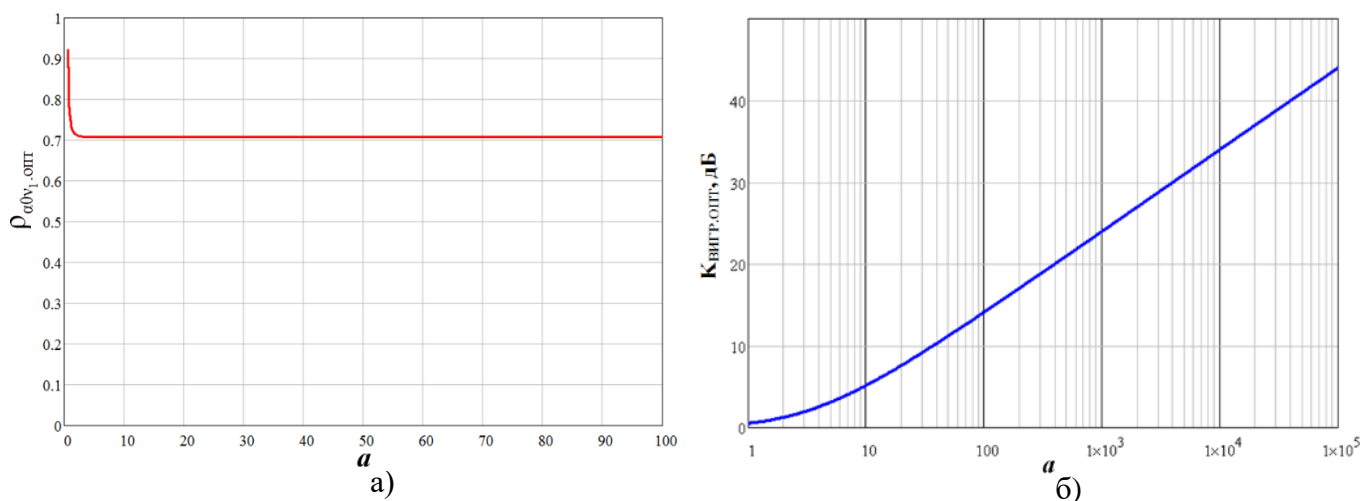


Рисунок – 4.11 Графік залежності а) оптимального значення ФПК $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}$ від параметра a ;

б) виграшу при оптимальному значенні $\rho_{\alpha 0 v_1, \text{опт}}$ в залежності від параметра a .

Відмітимо, що вказаному оптимальному значенню ФПК згідно рис.4.8,а відповідає коефіцієнт ослаблення корисного сигналу після оптимальної просторової обробки $K_{\text{ОСЛ}} \approx 6$ дБ.

4.2.8 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на одному пеленгу в різних хвильових зонах

На рис.4.12 – рис.4.15 відображено ДС ЛАР в дальній та проміжній зонах до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10R_{Д.З}$ на фоні ДРВ завади, що розташоване на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальностях $d_1 = 0,1R_{Д.З}$ (рис.4.12), $d_1 = 0,25R_{Д.З}$ (рис.4.13), $d_1 = 0,5R_{Д.З}$ (рис.4.14), $d_1 = R_{Д.З}$ (рис.4.15).

Аналіз графіків на рис.4.12-4.15 показує наявність глибокого провалу в ДС ЛАР на пеленгу $\beta = 0^\circ$ в проміжній зоні на дальності розташування ДРВ завади після оптимальної просторової селекції. У той же час у далекій зоні на пеленгу $\beta = 0^\circ$ спостерігається зменшення рівня головної пелюстки ДС АР з наближенням ДРВ завади до межі далекої зони. Таким чином, просторова селекція корисного сигналу в умовах співпадіння пеленгів ДРВ корисного та завадових сигналів є тим більш ефективною с точки зору зменшення рівня головної пелюстки ДС ЛАР в далекій зоні, чим на більшу відстань один від одного рознесені ці джерела.

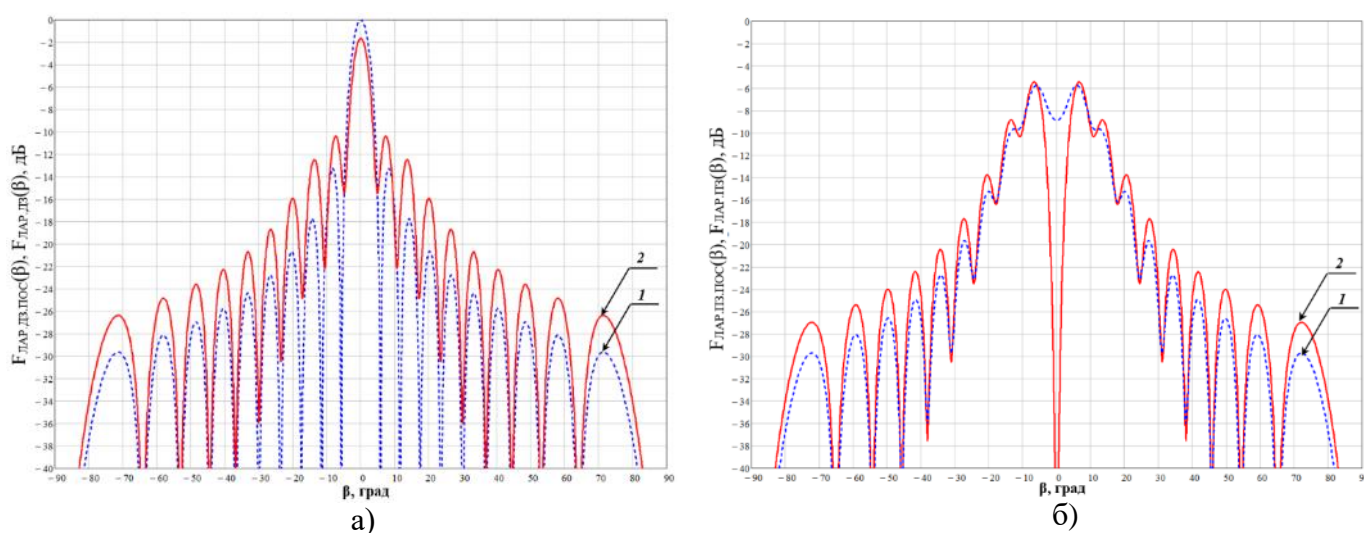


Рисунок 4.12 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу при розташуванні ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 0,1R_{Д.З}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10R_{Д.З}$ а) для далекої зони; б) для проміжної зони на відстані $d = 0,1R_{Д.З}$.

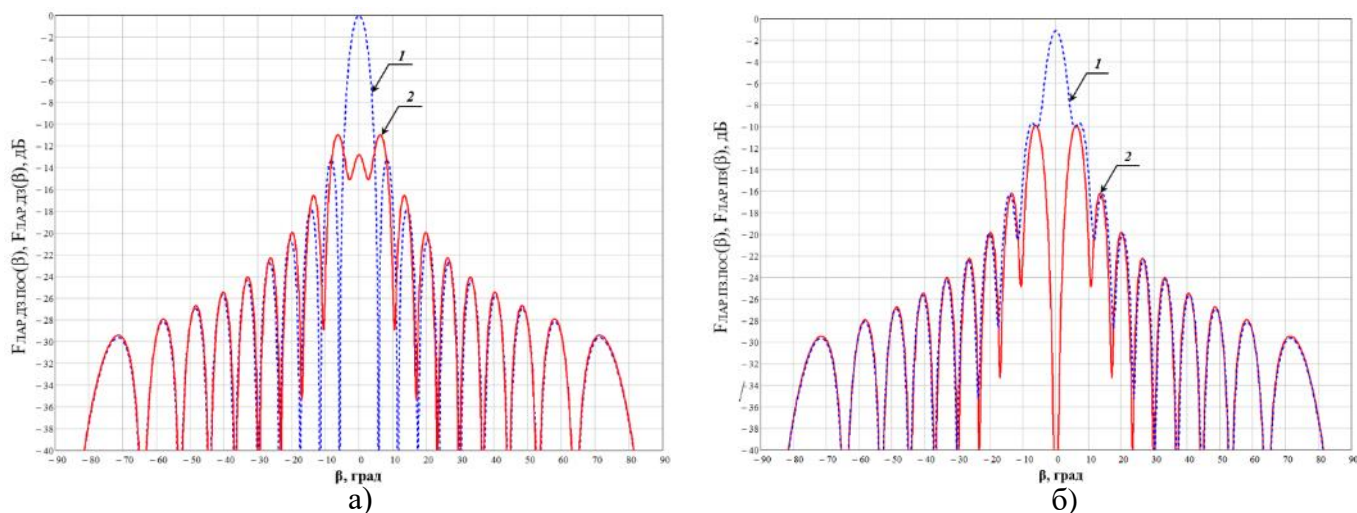


Рисунок 4.13 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу при розташуванні ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 0,25R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10R_{ДЗ}$ а) для далекої зони; б) для проміжної зони на відстані $d = 0,25R_{ДЗ}$.

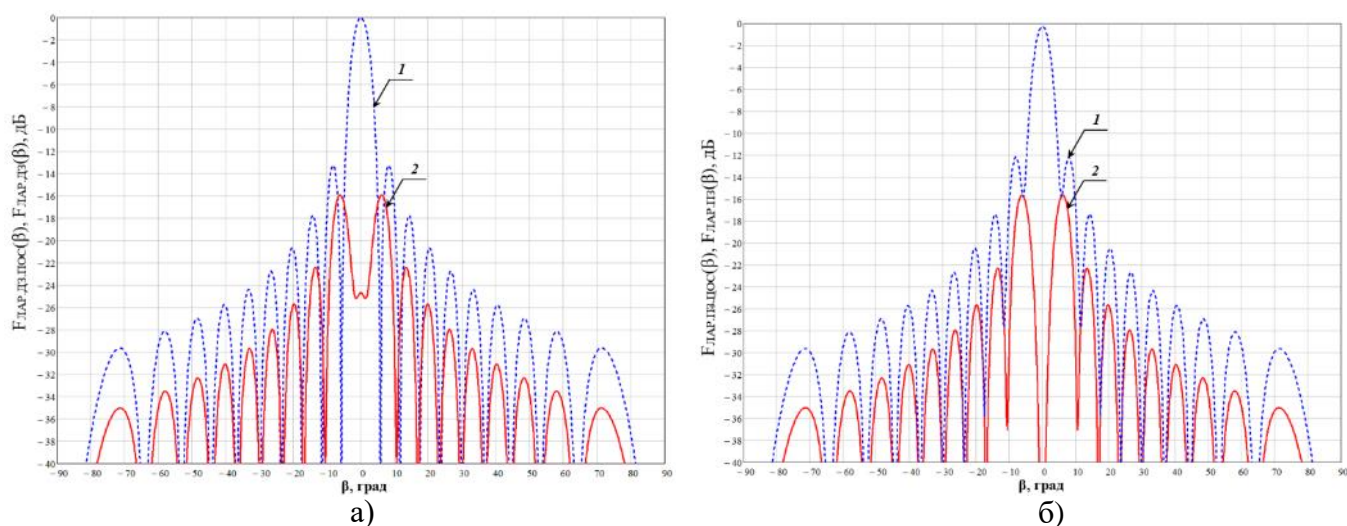


Рисунок 4.14 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу при розташуванні ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 0,5R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10R_{ДЗ}$ а) для далекої зони; б) для проміжної зони на відстані $d = 0,5R_{ДЗ}$.

На рис.4.16,а показано поведінку головної пелюстки ХС ЛАР в далекій зоні після просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ на фоні ДРВ завади, що розташована в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ на та дальностях $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$ (крива 1); $d_1 = 0,25R_{ДЗ}$ (крива 2), $d_1 = 0,5R_{ДЗ}$ (крива 3), $d_1 = R_{ДЗ}$ (крива 4). З рис.4.16,а видно, що з наближенням ДРВ завади до границі далекої зони, ефективність просторової селекції корисного сигналу

погіршується, що пов'язано зі зменшенням відмінностей у фазових фронтах ЕМХ корисного сигналу та завади.

На рис.4.16, б показано зміну головної пелюстки ДС ЛАР від пеленгу для різних дальностей проміжної зони після просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ в далекій зоні на фоні завади, ДРВ якої розташоване в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$.

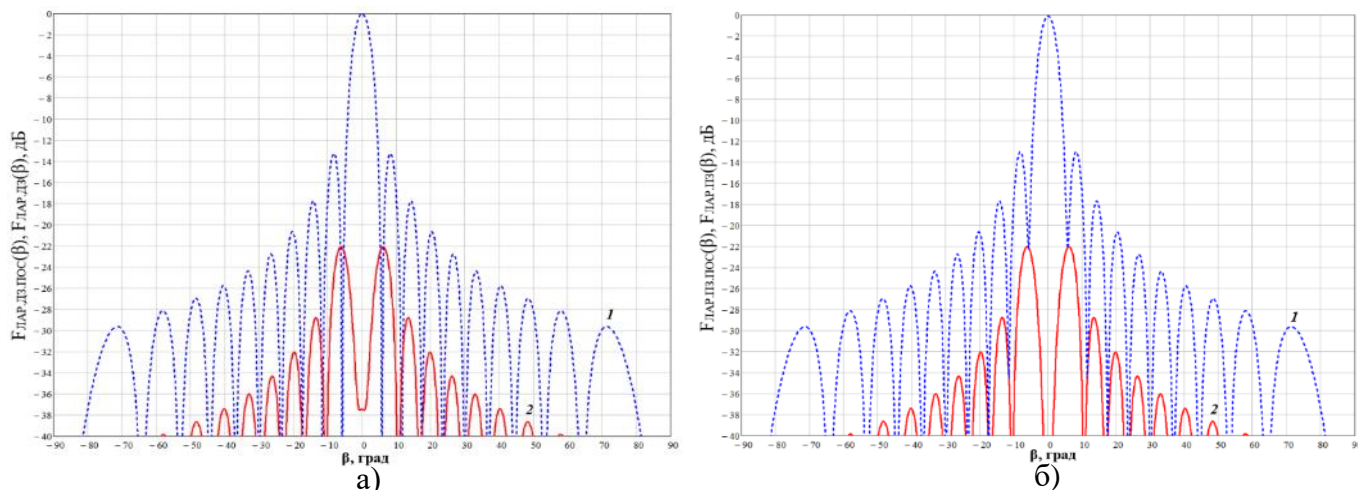


Рисунок 4.15 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу при розташуванні ДРВ завади на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 10R_{ДЗ}$ а) для далекої зони; б) для проміжної зони на відстані $d = R_{ДЗ}$.

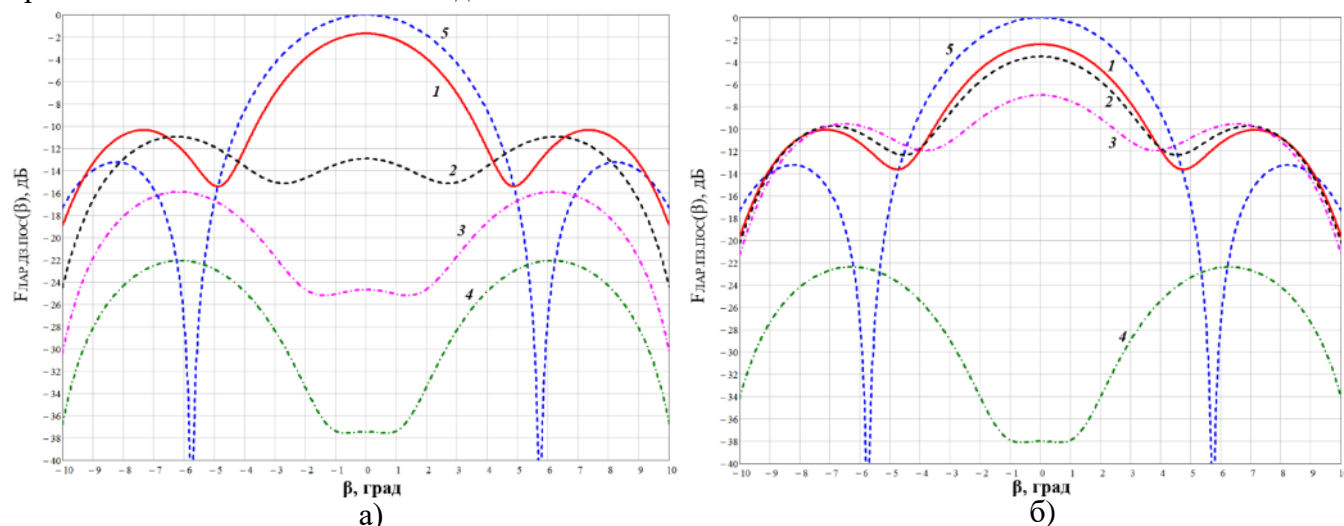


Рисунок 4.16 – а) Графік залежності рівня головної пелюстки ХС ЛАР в далекій зоні (на відстані $d = 20R_{ДЗ}$) від пеленга ДРВ до (крива 5) та після оптимальної просторової обробки сигналів при розташуванні ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності: 1) $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$; 2) $d_1 = 0,25R_{ДЗ}$; 3) $d_1 = 0,5R_{ДЗ}$; 4) $d_1 = R_{ДЗ}$; б) графік залежності рівня головної пелюстки ХС ЛАР від пеленга ДРВ до (крива 5) та після оптимальної просторової обробки сигналів для дальностей $d = R_{ДЗ}$ (крива 1); 2) $d = 0,5R_{ДЗ}$ (крива 2); 3) $d = 0,25R_{ДЗ}$ (крива 3); 4) $d = 0,11R_{ДЗ}$ (крива 4) при розташуванні ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta_1 = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$

На рис. 4.17, а та рис.4.17,б показано залежність рівня головної пелюстки ДС ЛАР та коефіцієнту ослаблення корисного сигналу після оптимальної просторової селекції при $\beta_1 = \beta_s = 0^\circ$ від дальності розташування ДРВ корисного сигналу для різних дальностей розташування ДРВ завади. З рис.4.17 також можна зробити висновок, що найменше ослаблення корисного сигналу буде у випадку найбільшого взаємного рознесення ДРВ корисного та завадового сигналів (крива 1). Зі зменшенням взаємної відстані між ДРВ корисного та завадового сигналів послаблення корисного сигналу збільшується.

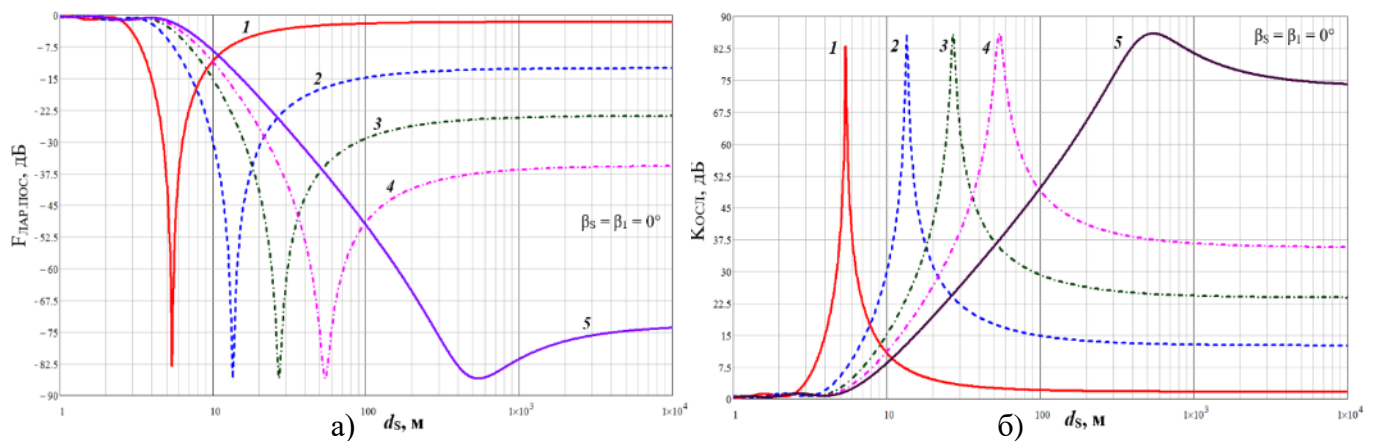


Рисунок 4.17 – а) Залежність рівня головної пелюстки ДС ЛАР (а) та коефіцієнту ослаблення корисного сигналу (б) після оптимальної просторової селекції при $\beta_1 = \beta_s = 0^\circ$ від дальності d_s до ДРВ корисного сигналу при розташуванні ДРВ завади на дальності 1) $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$; 2) $d_1 = 0,25R_{ДЗ}$; 3) $d_1 = 0,5R_{ДЗ}$; 4) $d_1 = R_{ДЗ}$; 5) $d_1 = 10R_{ДЗ}$

4.2.9 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на різних пеленгах в далекій хвильовій зоні

На рис.4.18 представлено ДС ЛАР від пеленгу в дальній зоні при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, розташованому на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ на фоні ДРВ завад, що розташовані на пеленгах $\beta_1 = -0,5^\circ$, $\beta_2 = 0,5^\circ$ (рис.4.18, а) та $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$ (рис.4.18,б). З рис.4.18,а видно, що при малому кутовому рознесенні ДРВ корисного сигналу та завад за пеленгом спостерігається придушення головної пелюстки ДС

ЛАР. При дії ДРВ завад по максимумах перших бічних пелюсток (рис.4.18,б) відбувається формування глибоких мінімумів (провалів) в ДС ЛАР без спотворення головної пелюстки, по якій діє ДРВ корисного сигналу.

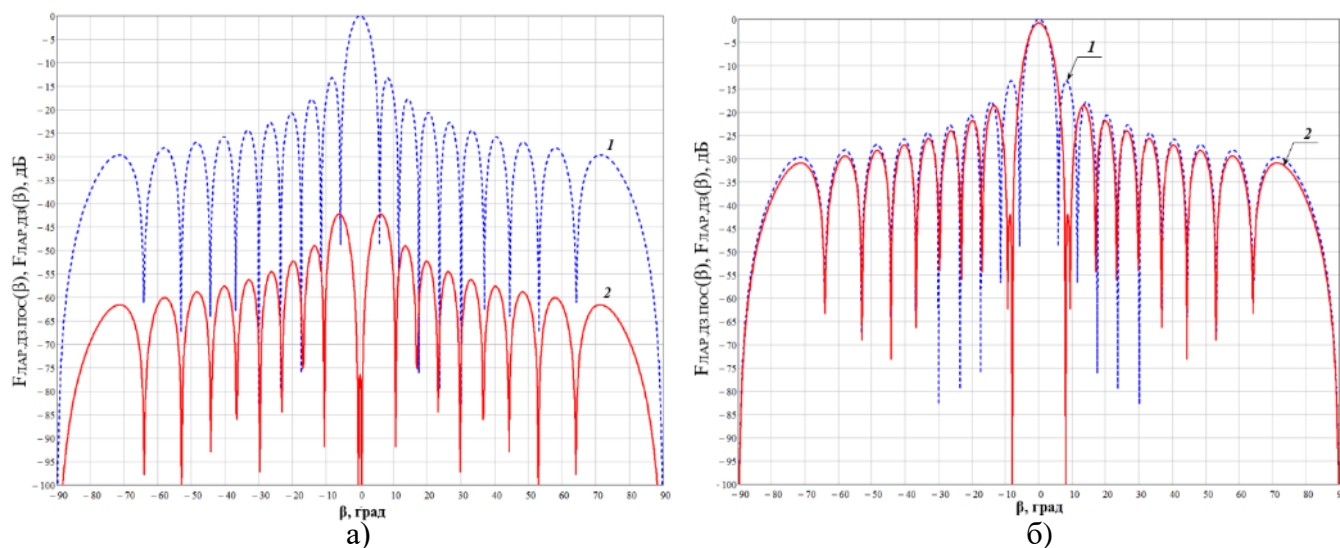


Рисунок 4.18 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу в далекій зоні до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та розташуванні двох ДРВ завад а) на пеленгах $\beta_1 = -0,5^\circ$, $\beta_2 = 0,5^\circ$; б) на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$.

На рис.4.19 представлено ДС ЛАР від пеленгу в дальній зоні при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, розташованому на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ на фоні ДРВ 4-х завад (рис.4.19,а) та 6-ти завад (рис.4.19,б), що діють відповідно по максимумах 1-го, 2-го та 3-го бічних пелюсток. В усіх випадках в бічних пелюстках ДС ЛАР відбувається формування глибоких провалів без спотворення головної пелюстки, по якій діє ДРВ корисного сигналу.

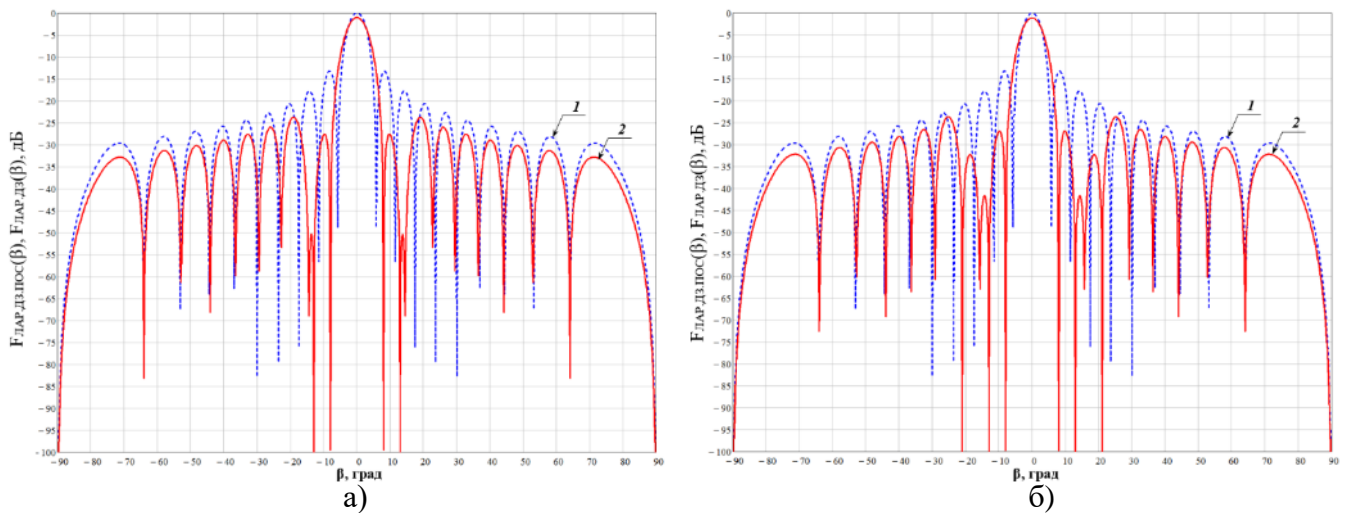


Рисунок 4.19 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу в далекій зоні до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та розташуванні а) 4-х ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$ б) 6-ти ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$, $\beta_5 = -21^\circ$, $\beta_6 = 21^\circ$

4.2.10 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовиромінювання на різних пеленгах в різних хвильових зонах

На рис.4.20 зображено ДС ЛАР для далекої (рис.4.20,а) та проміжної зони (рис.4.20,б) після оптимальної просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в далекій зоні на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ дальності $d_s = 10R_{д.з}$ на фоні дії двох завад, ДРВ яких розташовані в проміжній зоні на дальності $d_1 = 0,1R_{д.з}$ та пеленгах, що відповідають максимумам перших бічних пелюсток ХС ЛАР далекої зони. Аналіз рис.4.20 показує, що в ХС ЛАР для проміжної зони на пеленгах ДРВ завад після просторової селекції формуються глибокі провали, в той же час в далекій зоні ХС ЛАР також спотворюється: змінюється рівень головної пелюстки ХС та частково розпливаються нулі між сусідніми бічними пелюстками. Ті самі тенденції спостерігаються при дії в проміжній зоні 4-х та 6-ти ДРВ завад відповідно по максимумам 1-го, 2-го, 3-го бічних пелюсток, як це показано на рис.4.21 та рис.4.22.

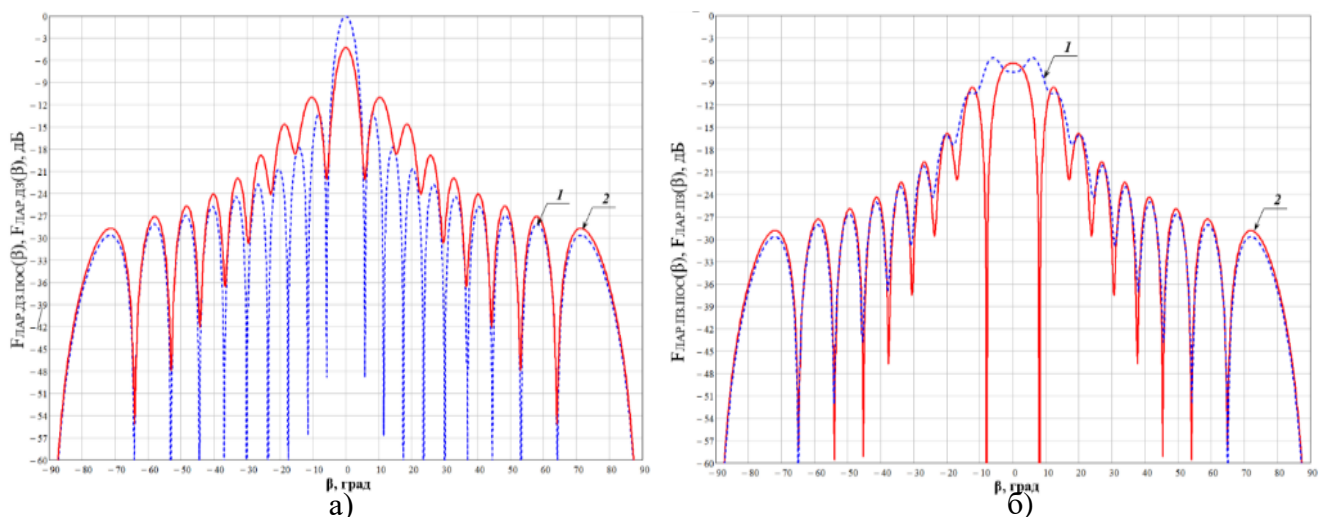
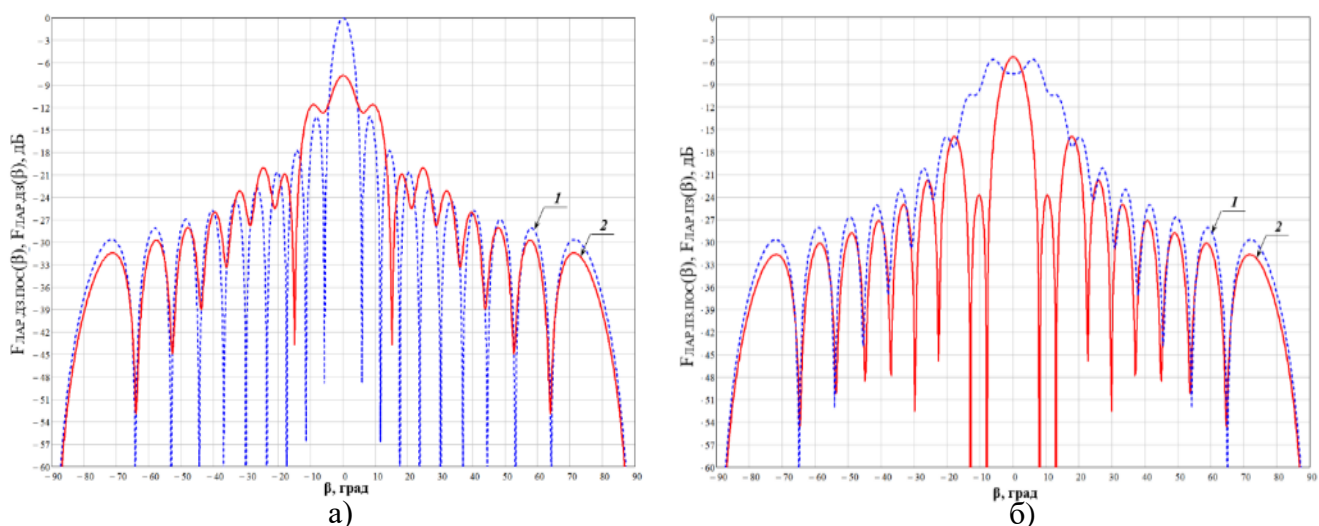


Рисунок 4.20 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_s = 10R_{Д.з}$ та розташуванні двох ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$ на дальності $d_1 = 0,1R_{Д.з}$: а) в далекій зоні; б) в проміжній зоні на відстані $d_1 = 0,1R_{Д.з}$



Риснок 4.21 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_s = 10R_{Д.з}$ та розташуванні 4-х ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$ на дальності $d_1 = 0,1R_{Д.з}$: а) в далекій зоні; б) в проміжній зоні на відстані $d_1 = 0,1R_{Д.з}$

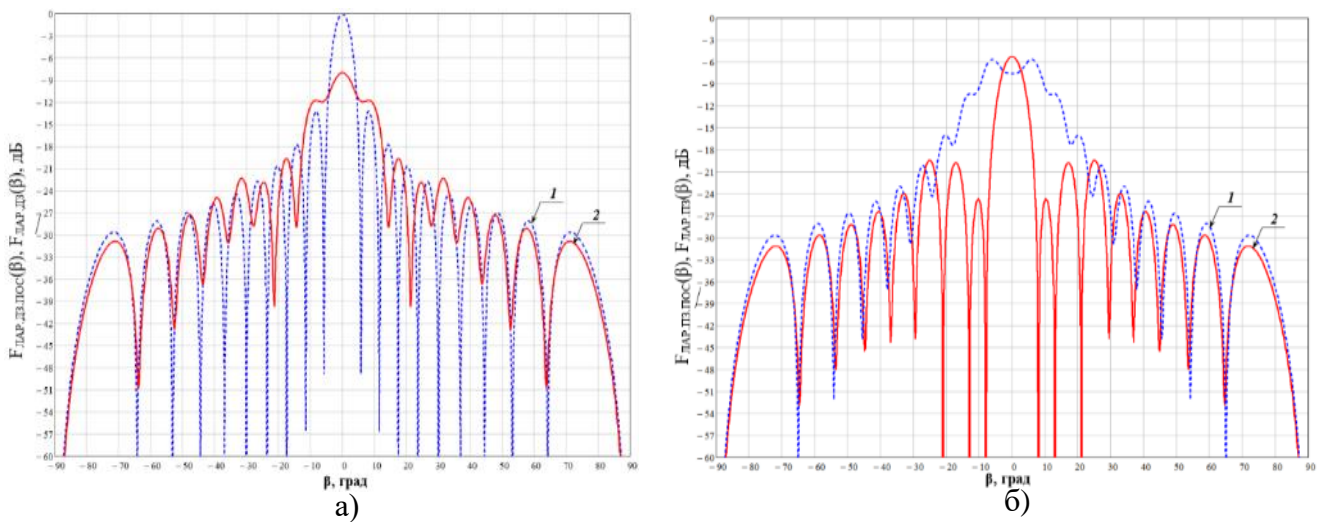


Рисунок 4.22 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 10R_{ДЗ}$ та розташуванні 6-ти ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$, $\beta_5 = -21^\circ$, $\beta_6 = 21^\circ$ на дальності $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$: а) в далекій зоні; б) в проміжній зоні на відстані $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$

4.2.11 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на різних пеленгах в проміжній хвильовій зоні

На рис.4.23 представлено ДС ЛАР від пеленгу в проміжній зоні при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, розташованому на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 0,25R_{ДЗ}$ на фоні ДРВ завад проміжної зони, що розташовані на дальності $d_1 = d_2 = 0,25R_{ДЗ}$ на пеленгах $\beta_1 = -0,5^\circ$, $\beta_2 = 0,5^\circ$ (рис.4.23, а) та $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$ (рис.4.23,б). З рис.4.23,а видно, що при малому кутовому рознесенні ДРВ корисного сигналу та завад за пеленгом спостерігається придушення головної пелюстки ДС ЛАР. При дії ДРВ завад по максимумах перших бічних пелюсток (рис.4.23,б) відбувається формування глибоких мінімумів (провалів) в ДС ЛАР без спотворення головної пелюстки ХС ЛАР проміжної зони, по якій діє ДРВ корисного сигналу.

На рис.4.24 представлено ДС ЛАР від пеленгу в дальній зоні при просторовій селекції ДРВ корисного сигналу, розташованому на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ на фоні ДРВ 4-х завад (рис.4.24,а) та 6-ти завад (рис.4.24,б), що діють відповідно по максимумах 1-го, 2-го та 3-го бічних пелюсток. В усіх випадках в бічних пелюстках ДС ЛАР

проміжної зони відбувається формування глибоких провалів без спотворення головної пелюстки, по якій діє ДРВ корисного сигналу.

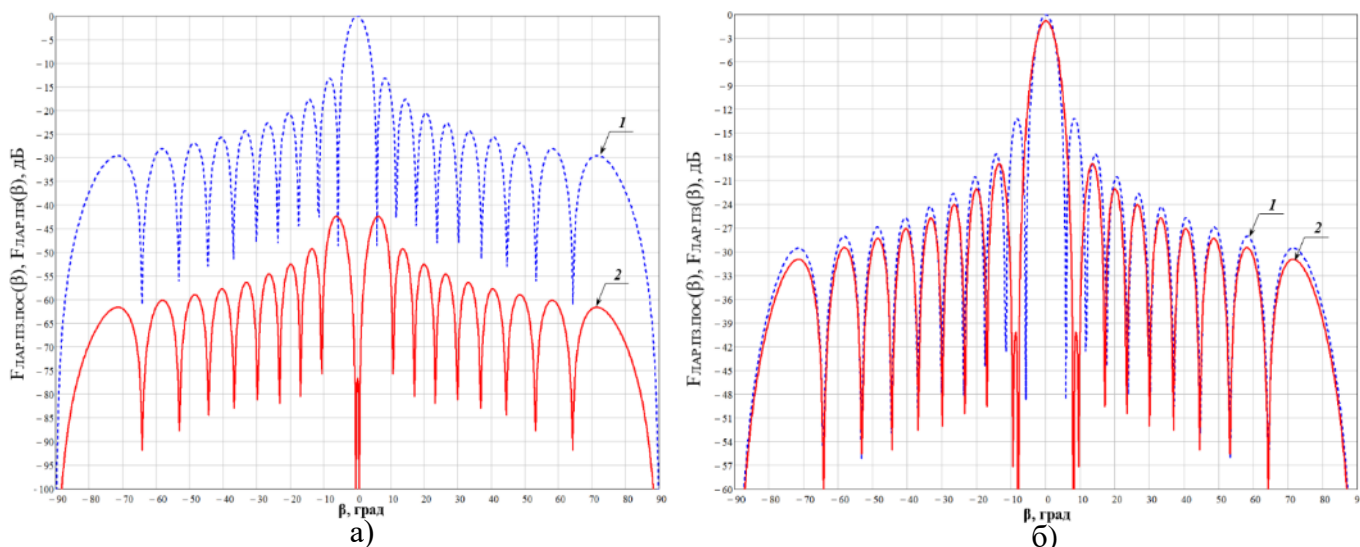


Рисунок – 4.23 Залежність ДС ЛАР від пеленгу в проміжній зоні на дальності $d = 0,25R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_s = 0,25R_{ДЗ}$ та розташуванні двох ДРВ завад проміжної зони на дальності $d_1 = d_2 = 0,25R_{ДЗ}$ а) на пеленгах $\beta_1 = -0,5^\circ$, $\beta_2 = 0,5^\circ$; б) на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$.

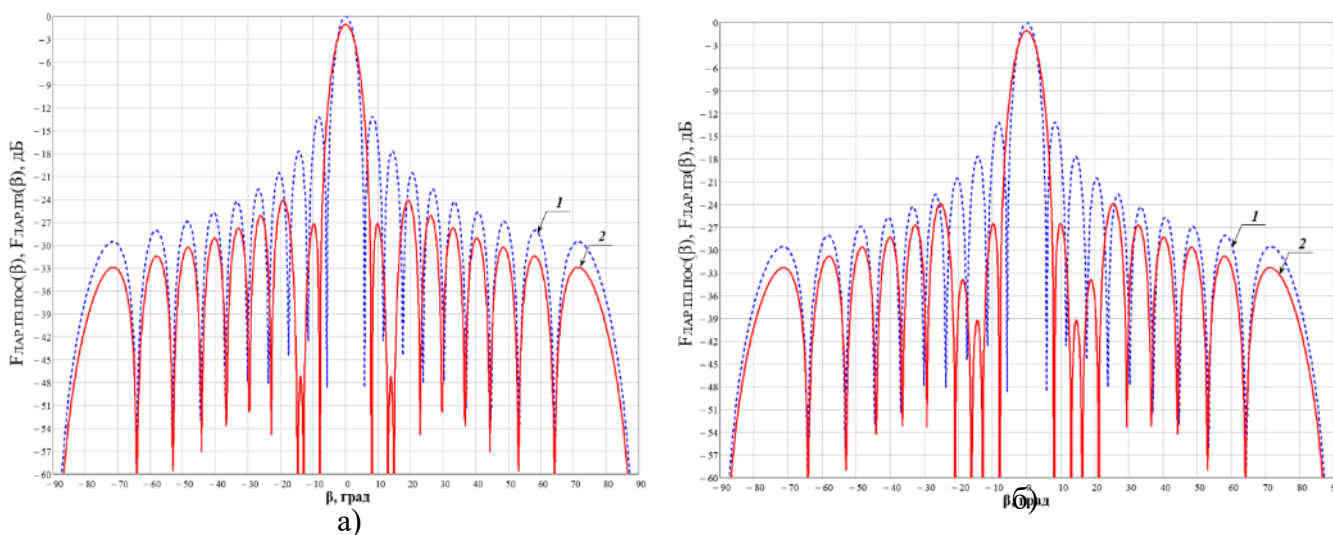


Рисунок 4.24 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу в проміжній зоні на дальності $d = 0,25R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) оптимальної просторової селекції при розташуванні ДРВ корисного сигналу на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_s = 0,25R_{ДЗ}$ та розташуванні а) 4-х ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$ б) 6-ти ДРВ завад на пеленгах $\beta_1 = -8^\circ$, $\beta_2 = 8^\circ$, $\beta_3 = -13^\circ$, $\beta_4 = 13^\circ$, $\beta_5 = -21^\circ$, $\beta_6 = 21^\circ$

4.2.12 Результати моделювання просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту електромагнітної хвилі при розташуванні джерел радіовипромінювання на одному пеленгу в проміжній хвильовій зоні

На рис.4.25 показано залежність ДС ЛАР для проміжної зони після оптимальної просторової селекції сигналу від ДРВ, що розташоване в проміжній зоні на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності $d_S = 0.5R_{Д.З}$ (рис.4.25,а) та $d_S = R_{Д.З}$ (рис.4.25,б) при дії 2-х завад, ДРВ яких розташовані на пеленгах $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$ та дальностях $d_1 = 0,1R_{Д.З}$, $d_2 = 0,25R_{Д.З}$. Аналіз рис.4.25 показує, що після просторової селекції рівень головної пелюстки ХС ЛАР на дальності розташування ДРВ корисного сигналу значно послаблюється (на 39 дБ при $d_S = 0.5R_{Д.З}$ та на 30 дБ при $d_S = R_{Д.З}$). У той же час, як показано на рис.4.26 в проміжній зоні на дальності розташування ДРВ 1-ої завади (рис.4.26,а) та 2-ої завади (рис.4.26,б) на пеленгу $\beta = 0^\circ$ формується глибокий провал, що свідчить про наявність просторового придушення завад.

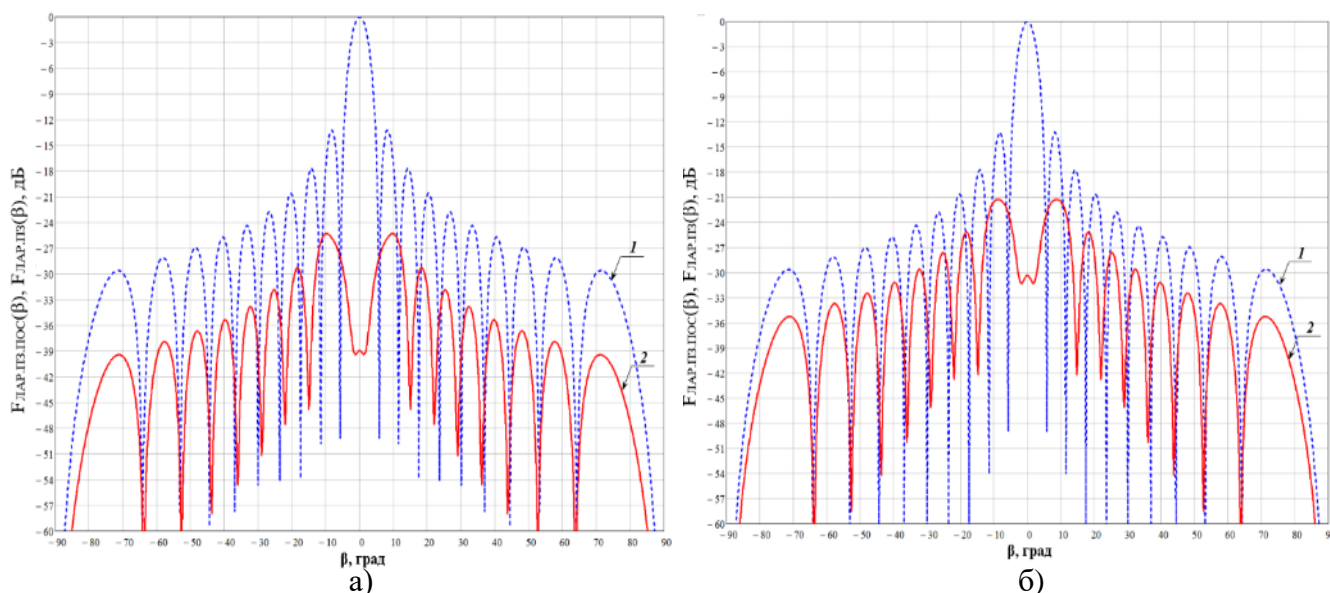


Рисунок 4.25 – Залежність ДС ЛАР для проміжної зони від пеленгу при розташуванні двох ДРВ завад в проміжній зоні на пеленгах $\beta_1 = \beta_2 = 0^\circ$ та дальностях $d_1 = 0,1R_{Д.З}$, $d_2 = 0,25R_{Д.З}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_S = 0^\circ$ та дальності: а) $d_S = 0.5R_{Д.З}$; б) $d_S = R_{Д.З}$

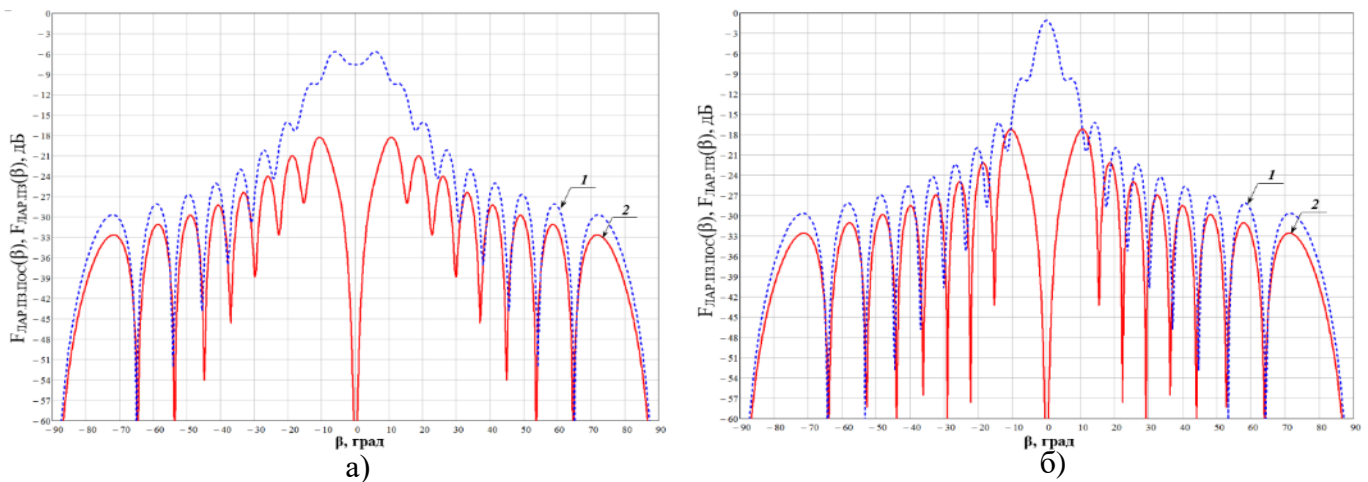


Рисунок 4.26 – Залежність ДС ЛАР від пеленгу при розташуванні 2-х ДРВ завади в проміжній зоні на пеленгу $\beta = 0^\circ$ та дальностях $d_1 = 0,1R_{ДЗ}$, $d_2 = 0,25R_{ДЗ}$ до (крива 1) та після (крива 2) просторової селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване на пеленгу $\beta_s = 0^\circ$ та дальності $d_1 = 10R_{ДЗ}$ а) для проміжної зони на відстані $d = 0,1R_{ДЗ}$; б) для проміжної зони на відстані $d = 0,25R_{ДЗ}$

На рис. 4.27,а та рис.4.27,б показано залежність рівня головної пелюстки ДС ЛАР та коефіцієнту ослаблення корисного сигналу після оптимальної просторової селекції при $\beta_1 = \beta_s = 0^\circ$ від дальності розташування ДРВ корисного сигналу для різних дальностей d_1 , d_2 розташування 2-х ДРВ завад. З рис.4.27 також можна зробити висновок, що мінімального ослаблення корисного сигналу можна досягти тільки у випадку найбільшого взаємного рознесення ДРВ корисного та завадових сигналів (крива 1). Зі зменшенням взаємної відстані між ДРВ корисного та завадових сигналів (крива 5) послаблення корисного сигналу збільшується.

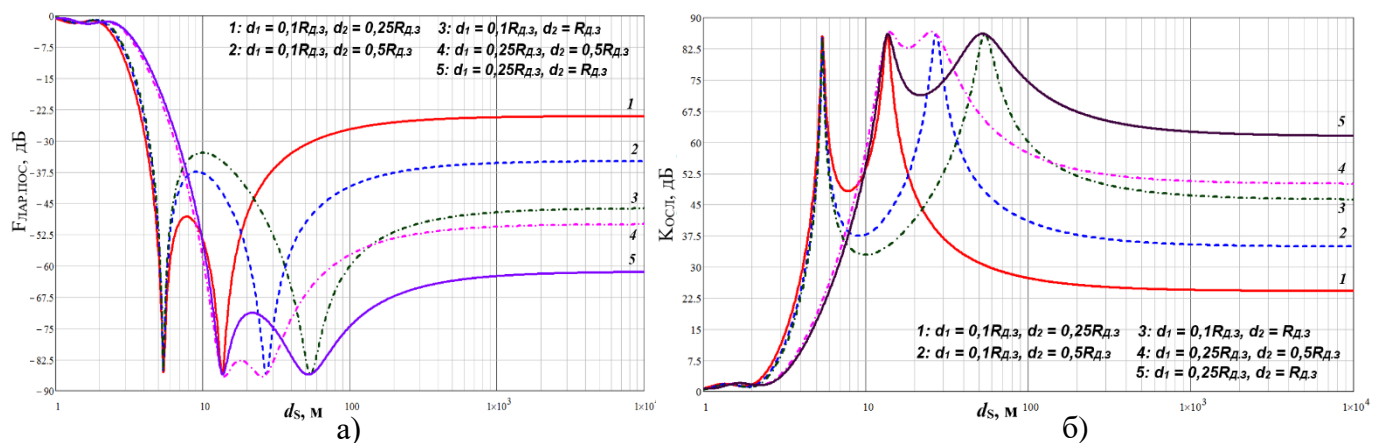


Рисунок 4.27 – а) Залежність рівня головної пелюстки ДС ЛАР (а) та коефіцієнту ослаблення корисного сигналу (б) після оптимальної просторової обробки сигналів при наявності 2-х ДРВ завад, що розташовані на пеленгах $\beta_1 = \beta_2 = \beta_s = 0^\circ$ та дальностях d_1 , d_2 від дальності d_s до ДРВ корисного сигналу

4.3 Запропоновані технічні рішення для радіотехнічних систем, що базуються на застосуванні просторової селекції по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

4.3.1 Системи супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації з просторовою селекцією сигналів по сферичності фронту електромагнітної хвилі в умовах впливу навмисної завади

У роботі [106] показано, що активна завада, ДРВ якої розташоване поблизу транспортного засобу, охопленого системою диспетчеризації (супроводження), може порушувати функціонування його приймачів сигналів супутникової радіонавігації та радіозв'язку. Тому у роботах [27, 63, 64] представлено варіанти системи супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів супутникової радіонавігаційної системи (СРНС) з просторовою селекцією сигналів навігаційного каналу та каналу зв'язку в умовах впливу навмисної завади та визначенням просторового положення ДРВ завади по сферичності фронту його ЕМХ на основі співвідношень (2.13), (2.26)-(2.27). Спрощений варіант структурної схеми такої системи супроводження транспортного засобу в умовах постановки активних завад тільки приймачу СРНС GPS на базі 3-х елементної РЛАР відповідно до [109] представлена на рис.4.28. При дії завад на канал зв'язку система функціонує аналогічним чином.

Схема на рис.4.28 в умовах дії завади від ДРВ S функціонує наступним чином. Сигнали з виходів крайніх елементів 4_1 и 4_3 АР 5 через суматор 7, регульований фазообертач 9 надходять на перший вхід мостового суматора 8, на другий вхід якого з виходу регульованого атенюатора 6 надходить сигнал центрального елемента 4_2 АР. Одночасно з цим на перший вхід пристрою керування 10 надходить сигнал від радіомодему 12, який формується при перевантаженні GPS приймача 11, а на другий вхід – потужний сигнал завади з виходу першого плеча мостового суматора

8. При наявності цих двох сигналів пристрій керування починає вирішувати оптимізаційну задачу пошуку екстремуму завади шляхом керування атенуатором 6 та фазообертачем 9. Максимум на виході першого плеча мостового суматора 8, який відповідає визначеній сферичності фронту ЕМХ (тобто дальності до ДРВ) буде в тому випадку, коли сигнали на входах даного суматора будуть рівні по амплітуді та зсунуті по фазі на 90° . Тоді за властивостями мостових суматорів на першому вході буде відбуватися складання завад, а на другому – їх віднімання. Для підвищення швидкості адаптації в схемі на рис.4.28 включено фазометри, які дозволяють виконати грубе налаштування на фронт ЕМХ завади за допомогою дискретного фазообертача з наступним налаштуванням системи за допомогою неперервного фазообертача. Сигнали СРНС матимуть плоский фронт ЕМХ і частково проходять на другий вихід суматора 8 та на вхід GPS приймача 11 для обробки і далі дані про місцеположення рухомого об'єкта через радіомодем 12 надходять по лінії зв'язку 2 на центральний пост 3 для подальшої обробки.

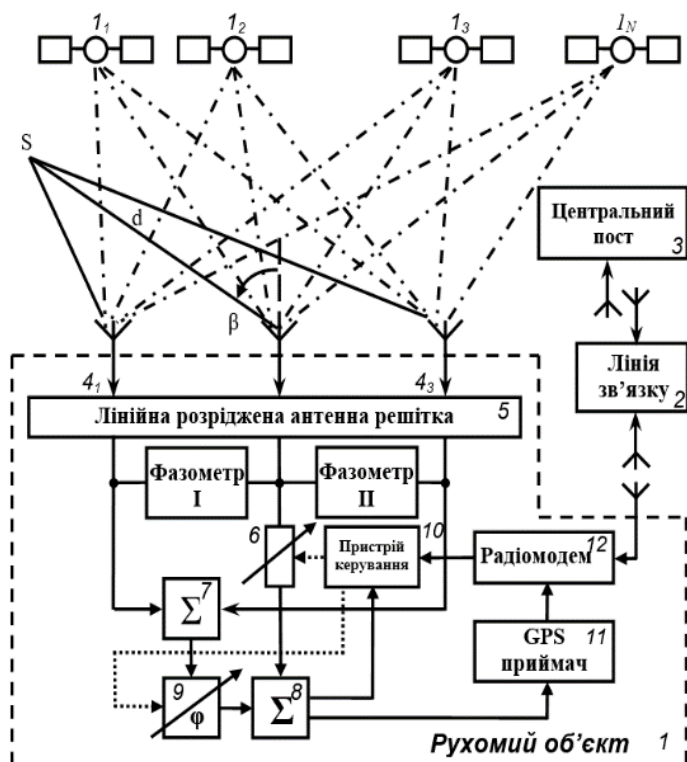


Рисунок 4.28 – Спрощений варіант структурної схеми такої системи супроводження транспортного засобу в умовах постановки активних завад тільки СРНС приймачу

Подальшим розвитком робіт [27, 63, 64] може бути система просторової селекції ДРВ по сферичності фронту ЕМХ, призначена для виділення сигналів системи супутникової навігації та придушення кількох організованих завад з можливістю визначення їх просторового розташування на прикладі використання алгоритму пеленгації Кейпона, структурна схема якої представлена відповідно до роботи [110] представлена на рис.4.29.

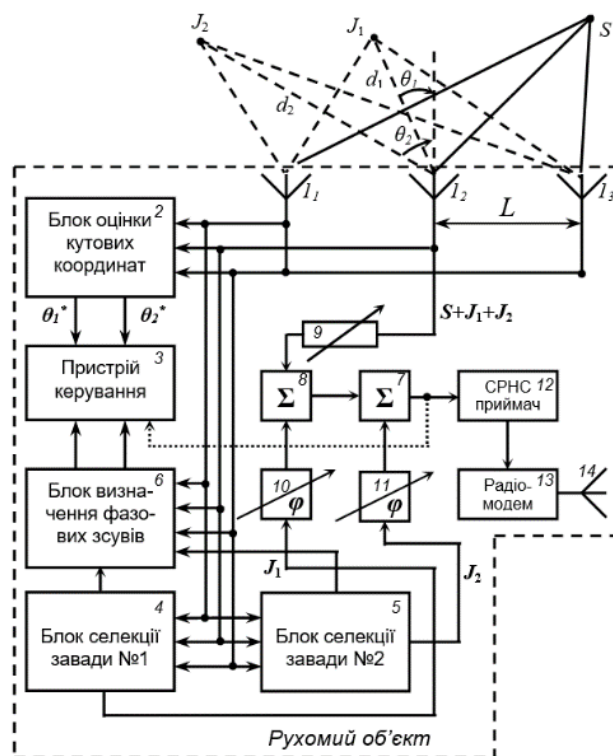


Рисунок 4.29 – Структурна схема системи просторової селекції сигналів по сферичності фазового фронту ЕМХ на основі пеленгаційного алгоритму Кейпона

Після визначення пеленгів ДРВ завад $\theta_1^* \dots \theta_{N-1}^*$ існує можливість селекції кожного з них для наступної обробки. Ця задача зводиться до мінімізації сумарної потужності сигналу на виході АР у всіх кутових напрямках $\theta_1^* \dots \theta_{N-1}^*$. Система працює наступним чином. Сигнали з виходів елементів I_1, I_2, I_3 АР потрапляють в блок оцінювання кутових координат 2, який формує оцінки пеленгів джерел завад θ_1^*, θ_2^* , на основі яких пристрій керування (ПК) 3 формує сигнали керування для блоків селекції завад 4 та 5. На виходах цих блоків з суміші завадових сигналів $J_1 + J_2$ формуються сигнали J_1 і J_2 відповідно, які далі надходять в блок визначення фазових зсувів 6, в якому за допомогою фазометрів вимірюється різниця фаз завади

між першим та другим $\Delta\varphi_{21}^{J_1}, \Delta\varphi_{21}^{J_2}$, а також третім та другим $\Delta\varphi_{32}^{J_1}, \Delta\varphi_{32}^{J_2}$ елементами АР відповідно. На базі отриманих фазових зсувів в ПК обчислюються дальності до ДРВ відповідно до формули (2.26)

$$d_i = 2\pi(L \cos(\theta_i^*))^2 / \lambda \Delta\varphi_i, \quad (4.76)$$

де $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{21}^{J_i} - \Delta\varphi_{32}^{J_i}$ - різниця різниць фаз, що характеризує сферичність фронту ЕМХ, $i = \overline{1,2}$.

Крім того, на базі отриманих значень фазових зсувів ПК 3 розпочинає вирішення оптимізаційної задачі пошуку мінімуму рівня завади у вихідному плечі суматора 7, яка аналогічна налаштуванню на сферичність фронту ЕМХ ДРВ завад шляхом керування коефіцієнтом ослаблення $K_{\text{атт}}$ атенюатора 9 та фазовими зсувами φ_1, φ_2 фазообертачів 10, 11 і яку спрощено можна представити як мінімізацію функції

$$Y_{\text{блх}} = x_2 K_{\text{атт}} - X \cdot \left(w(\theta_1^*)^H e^{-j\varphi_1} + w(\theta_2^*)^H e^{-j\varphi_2} \right), \quad (4.77)$$

де $X = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ – вектор вихідних сигналів АР.

Сигнали від супутників у порівнянні з ДРВ завад при заданій конфігурації АР матимуть плоский фронт ЕМХ та проходять до СРНС приймача 12 без значного ослаблення і далі через радіомодем 13 та антенну 14 на диспетчерський пункт системи моніторингу місцеположення транспортного засобу для подальшої обробки.

Оскільки для приймання сигналів системи супутникової навігації необхідно використовувати АС з досить широкою ХС у верхній півсфері, альтернативним варіантом підвищення завадостійкості навігаційного каналу може бути використання алгоритмів ПЧОС та схем просторової режекції завад на базі АС з широкою ХС, що представлені в роботах [143-147].

4.3.2 Двоканальна телевізійна система надвисокочастотного діапазону з просторовою обробкою сигналів

У роботах [112-116] теоретично обґрунтовано можливість застосування просторової обробки сигналів зі сферичними фазовими фронтами ЕМХ ДРВ для вирішення задачі повторного використання смуги радіочастот НВЧ діапазону в стаціонарних системах радіозв'язку, наприклад для ущільнення стволів радіорелейної лінії або для передавання в одній і тій самій смузі радіочастот двох сигналів цифрового телевізійного мовлення з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками з одного пункту зв'язку (телецентру) до іншого (рис.4.30).

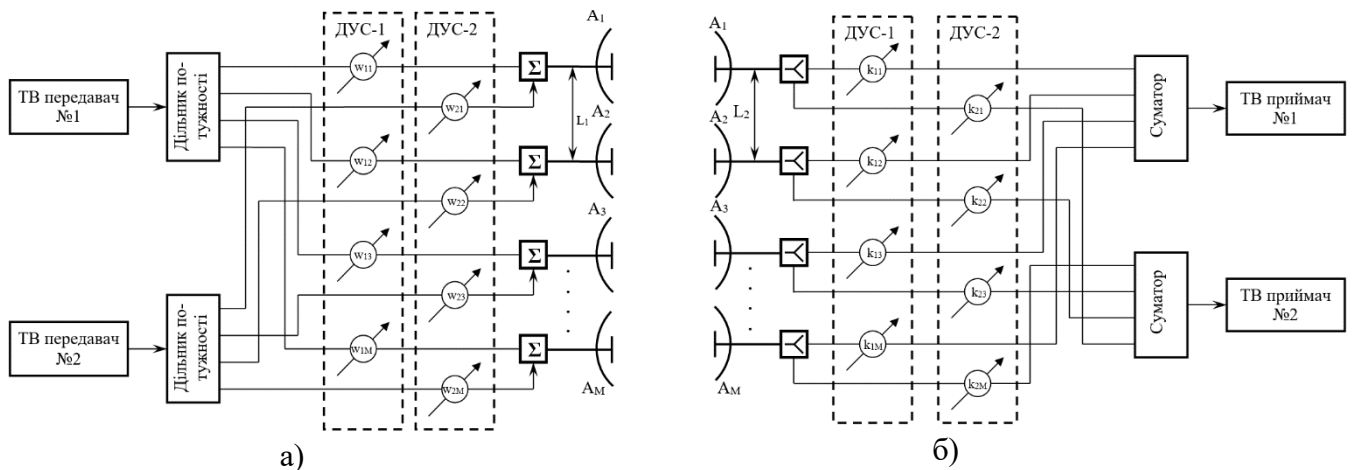


Рисунок 4.30 – Структурна схема передавальної (а) та приймальної (б) телевізійних станцій двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою обробкою по сферичному фазовому фронту

Двоканальна телевізійна система НВЧ діапазону базується на застосуванні просторової обробки сигналів в ДУС РЛАР передавальної телевізійної станції (рис.4.30,а) для одночасного формування на випромінювання в одній і тій самій смузі радіочастот з одним і тим же видом поляризації ЕМХ від двох телевізійних передавачів, що підключені до телевізійного обладнання одного або різних провайдерів програмної послуги, з різною сферичністю фазового фронту ЕМХ у просторі розповсюдження радіохвиль і на розкритті РЛАР приймальної частини, яка і є головною ознакою, за якою відбувається взаємне розділення ЕМХ двох

телевізійних сигналів одна від одної при здійсненні просторової селекції в ДУС РЛАР приймальної телевізійної станції (рис.4.30,б).

Відповідно до робіт [112-115] формування ЕМХ з різною сферичністю фазового фронту може бути здійснено за рахунок суперпозиції ЕМХ на кожному окремому елементі РЛАР приймальної станції, що випромінюються окремими антенними елементами РЛАР з відповідними рівнями та фазовими зсувами після проходження ДУС передавальної телевізійної станції.

Згідно методики робіт [112, 114, 133] на рис.4.31 представлено результати математичного моделювання амплітудного (рис.4.31,а) та фазового (рис.4.31,б) розподілів для гармонійної ЕМХ на розкриві приймальної РЛАР при дальності між передавальною і приймальною станціями, що рівна $r_0 = 2$ км і межелементній відстані в передавальній РЛАР, рівній $L_1 = 3$ м і робочій частоті $f_0 = 10$ ГГц для різної кількості M антен РЛАР передавальної станції, що випромінюють ЕМХ. При цьому вагові коефіцієнти всіх каналів ДУС-1 та ДУС-2 були прийняті рівними 1, тобто $w_{11} = w_{12} = \dots = w_{1M} = 1$, $w_{21} = w_{22} = \dots = w_{2M} = 1$.

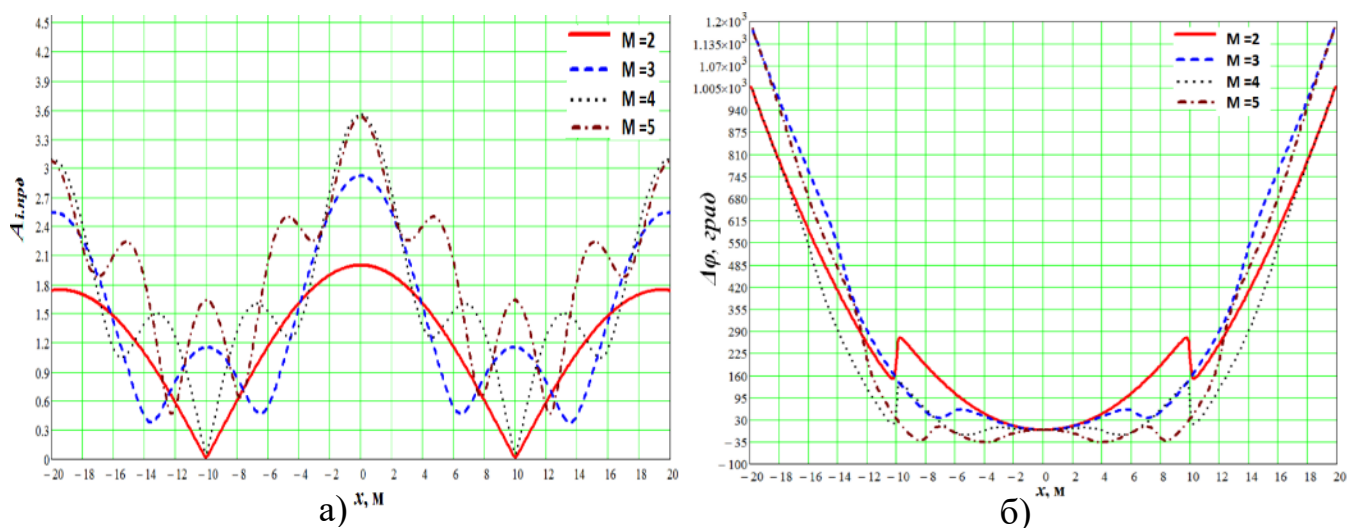


Рисунок 4.31 – Нормований амплітудний (а) та фазовий (б) розподіли на розкриві приймальної РЛАР при дальності між передавальною і приймальною станціями, що рівна $r_0 = 2$ км і межелементній відстані в передавальній РЛАР, рівній $L_1 = 3$ м і робочій частоті $f_0 = 10$ ГГц.

Аналіз рис.4.31 показує, що якщо ЕМХ від першого телевізійного передавача будуть випромінюватися на частоті f_0 , наприклад $M = 3$ антенами, а ЕМХ від

другого телевізійного передавача на тій же самій частоті f_0 але $M = 5$ антенами, то за рахунок відмінності амплітудного і що головне, фазового розподілів на розкриві РЛАР приймальної станції ЕМХ від двох телевізійних передавачів матимуть різну сферичність фазового фронту, що створює потенційні можливості відокремлення цих ЕМХ з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками одна від одної в ДУС приймальної телевізійної станції при здійсненні просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту.

При проведенні математичного моделювання амплітудного та фазового розподілів, що показані на рис.4.31 були враховані наступні обмеження.

1. відсутність впливу ефекту багатопроменевості на трасі ПРХ на рівень сигналу в тракті прийому;
2. в області першої зони Френеля відсутні перешкоди, що екранують ЕМХ;
3. не враховуються випадкові помилки амплітудно-фазового розподілу в розкриві РЛАР приймальної і передавальної сторін радіолінії;
4. на передавальній і приймальній станціях використовуються еквідистантні РЛАР, в якості антенних елементів яких виступають дзеркальні параболічні антени з голчастою ДС;
5. відстань D , на яку рознесена РЛАР передавальної станції відносно РЛАР приймальної станції задовольняє умові її знаходження в зоні Френеля приймальної РЛАР тобто

$$D_{\text{БЗ.ПРМ}} < D \ll D_{\text{ДЗ.ПРМ}}, \quad (4.78)$$

де $D_{\text{БЗ.ПРМ}} = 0,62\sqrt{L_{\text{p2}}^3/\lambda}$, $D_{\text{ДЗ.ПРД}} = 2L_{\text{p2}}^2/\lambda$ – границя ближньої та далекої зони РЛАР приймальної сторони, $L_{\text{p2}} = (M - 1)L_2 + D_{\text{А.ПРМ}}$ – довжина РЛАР приймальної сторони, $D_{\text{А.ПРМ}}$ – діаметр антени РЛАР приймальної сторони;

6. антенні елементи РЛАР передавальної та приймальної сторін вважаються точковими випромінювачами, оскільки відношення діаметрів $D_{\text{А.ПРД}}$ та $D_{\text{А.ПРМ}}$ до дальності між передавачем та приймачем r_0 набагато менше за одиницю.

Подальшим розвитком робіт [112-115] є багатоканальна телевізійна система НВЧ діапазону або симплексна/дуплексна система радіорелейного зв'язку з

багатократним використанням смуги радіочастот на основі просторової селекції сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ, що представлені в роботах [116-122, 133]. Загальна ідея, яка пояснює застосування просторової обробки сигналів по формі фазового фронту для радіорелейних ліній зв'язку (РРЛЗ) полягає в наступному: за допомогою ДУС передавального тракту радіорелейної станції (РРС) із радіосигналів різних передавачів штучно створюються ЕМХ, які випромінюються РЛАР цієї станції в напрямку іншої РРС в одній і тій самій смузі радіочастот, з однаковою поляризацією, але з різною сферичністю фронтів ЕМХ, з подальшою розділенням вказаних ЕМХ одна від одної за формами їх фазових фронтів в АР та ДУС приймального тракту кореспондуючої РРС.

Узагальнена структурна схема, яка пояснює ідею застосування просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ для симплексної РРЛЗ, показана на рис.4.32 [99, 100, 133].

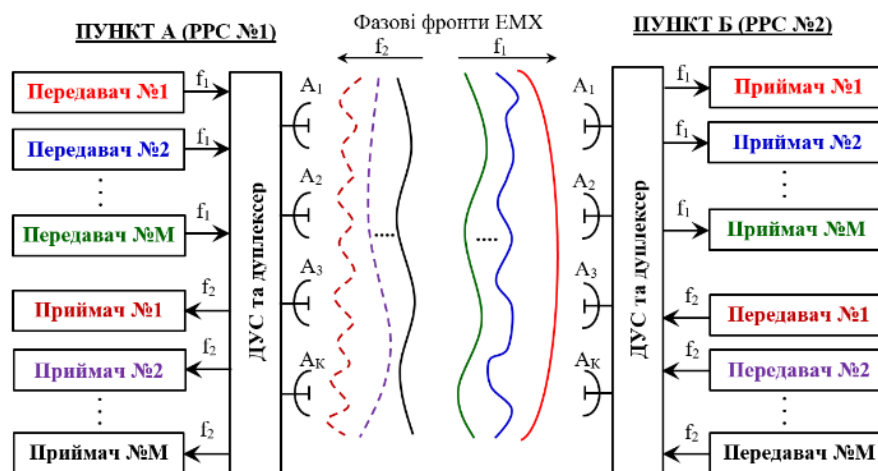


Рисунок 4.32 – Структурна схема одноінтервальної РРЛЗ з використанням обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ

Сигнал від i -ого передавача РРС №1 надходить на вхід діляника потужності i -ої ДУС, де відбувається його поділ на M однакових сигналів. З виходів діляника потужності сигнали потрапляють на входи відповідних каналів i -ої ДУС, де відбувається їх перемноження на комплексні вагові коефіцієнти (з урахуванням амплітуди та фази). З виходів i -ої ДУС сигнали надходять на відповідні входи

дуплексера, де вони складаються із сигналами від інших передавачів. Далі сумарний сигнал потрапляє на смуговий фільтр, і потім на вихід l -ого елемента РЛАР РРС №1. В результаті, в передавальній частині за допомогою відповідних ДУС здійснюється формування ЕМХ M різних передавачів, які випромінюють радіосигнали в одній смузі частот та з одним видом поляризації. У цьому випадку відмінною ознакою цих радіосигналів на розкриві АР приймальної сторони є різні форми фазового фронту ЕМХ. Наприклад, ЕМХ першого передавача РРС №1 має на розкриві АР РРС №2 плоский фронт, ЕМХ від інших передавачів РРС №1 – зі сферичними фазовими фронтами ЕМХ, що мають різну кривизну. На приймальній стороні у відповідних ДУС шляхом зміни амплітуд та фаз здійснюється просторова селекція сигналів різних передавачів один від одного по формі фазового фронту.

Ключовими елементами, що виконують просторову обробку є ДУС, які являються формувачами ЕМХ з різними сферичними фронтами в передавальній частині РРС №1 (№2) та просторовими фільтрами ЕМХ по сферичним фазовим фронтам ЕМХ в приймальній частині РРС №2 (№1). Головною характеристикою ДУС є деякий набір комплексних вагових коефіцієнтів, які відображають налаштування її фазообертачів та атенюаторів (при аналоговій реалізації ДУС). Відповідно набір вагових коефіцієнтів в ДУС і для передавальної, і для приймальної сторін, має бути таким, що забезпечує найкраще розділення радіосигналів різних передавачів РРС №1 (№2) один від одного в приймальному тракті РРС №2 (№1). При цьому під ефективністю просторової селекції розуміється здатність окремо взятого ДУС приймального тракту РРС №2 (№1) максимально придушувати радіосигнали передавачів від РРС №1 (№2) з одними формами фазового фронту ЕМХ і відокремлювати (селектувати) при цьому з найменшим його загасанням радіосигнал з необхідною формою фазового фронту ЕМХ.

Конкретні технічні рішення для радіорелейних ліній зв'язку та багатоканальних телевізійних систем, що базуються на просторовій селекції по сферичному фазовому фронту ЕМХ представлені в патентах [123-126].

4.3.3 Лабораторний макет компенсатора завад для дослідження просторової селекції електромагнітної хвилі по сферичному фазовому фронту від двох джерел радіовипромінювання надвисокочастотного діапазону, що розташовані на одному пеленгу

Спрощена структурна схема лабораторного макета компенсатора завад для дослідження просторової селекції ЕМХ від двох та трьох ДРВ, що мають ідентичні поляризаційно-частотні характеристики для випадку неспівпадіння та співпадіння пеленгів ДРВ показано на рис.4.33 та рис.4.34 [107, 127-130, 133, 142].

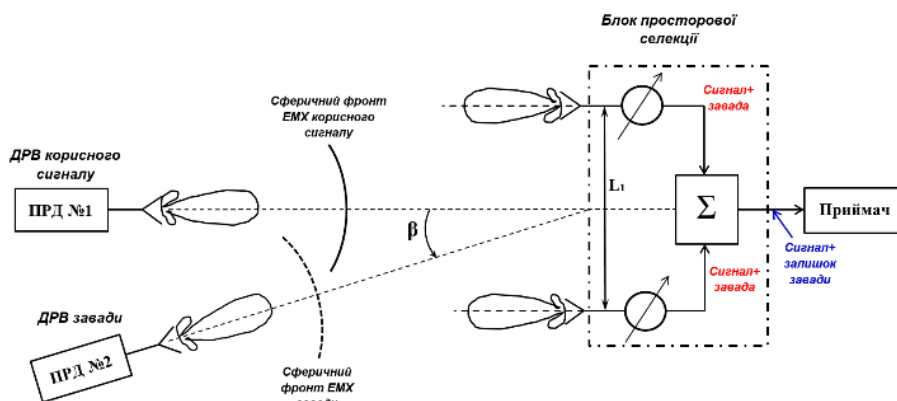


Рисунок 4.33 – Спрощена структурна схема лабораторного макета компенсатора завад для дослідження просторової селекції ЕМХ від двох ДРВ для випадку неспівпадіння пеленгів ДРВ

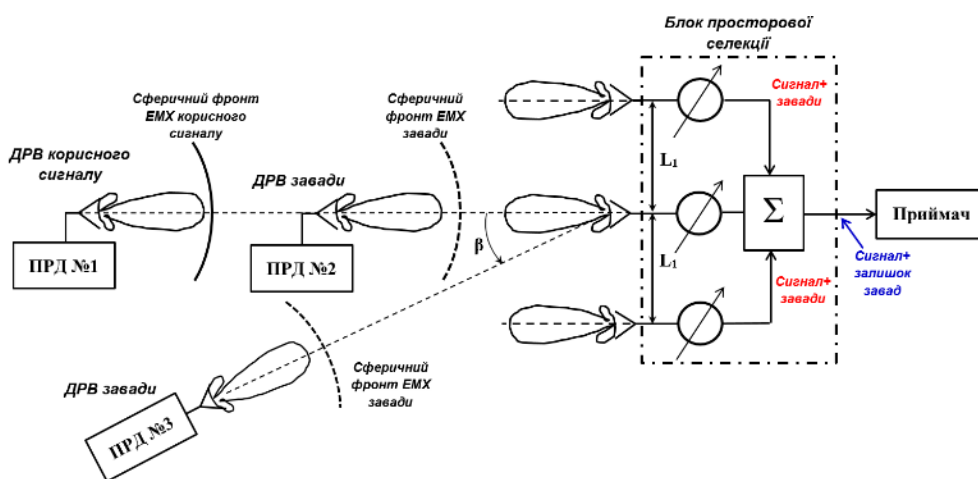


Рисунок 4.34 – Спрощена структурна схема макета компенсатора завад для дослідження просторової селекції ЕМХ від трьох ДРВ для випадку співпадіння пеленгів двох ДРВ

Вихідні умови та обмеження при проведенні експерименту наступні:

1) в якості ДРВ виступали наступні: ДРВ №1 - джерело корисного радіосигналу у вигляді радіосигналу цифрового телемовлення стандарту DVB-C (модуляція QAM-64) та шириною смуги радіочастот $\Delta f_1 = 8$ МГц, ДРВ №2 – джерело 1-й завади у вигляді радіосигналу аналогового телемовлення (амплітудна модуляція) та шириною смуги радіочастот $\Delta f_2 = 12$ МГц ; ДРВ №3 – джерело 2-ої завади у вигляді радіосигналу цифрового телемовлення стандарту DVB-C (модуляція QAM-64) та шириною смуги радіочастот $\Delta f_3 = 8$ МГц; всі три ДРВ випромінюють вертикально поляризовані ЕМХ на частоті $f = 10,565$ ГГц.

2) виходячи з того що, по-перше, випромінювання від ДРВ №1, ДРВ №2 та ДРВ №3 здійснюється рупорними антенами з шириною ХС по нулям приблизно 33° в горизонтальній та вертикальній площинах, по-друге – випромінювання здійснюється в лабораторному приміщенні, яке не обладнане радіопоглинаючим матеріалом, і містить устаткування, що відіграє роль місцевих відбивачів і, по-третє – приймальна ЛАР також обладнана рупорними антенами, можна стверджувати, що на входах цих приймальних антен будуть спостерігатися багатопроменеві сигнали від кожного ДРВ, які мають різні значення амплітуди та фази (рис.4.35).

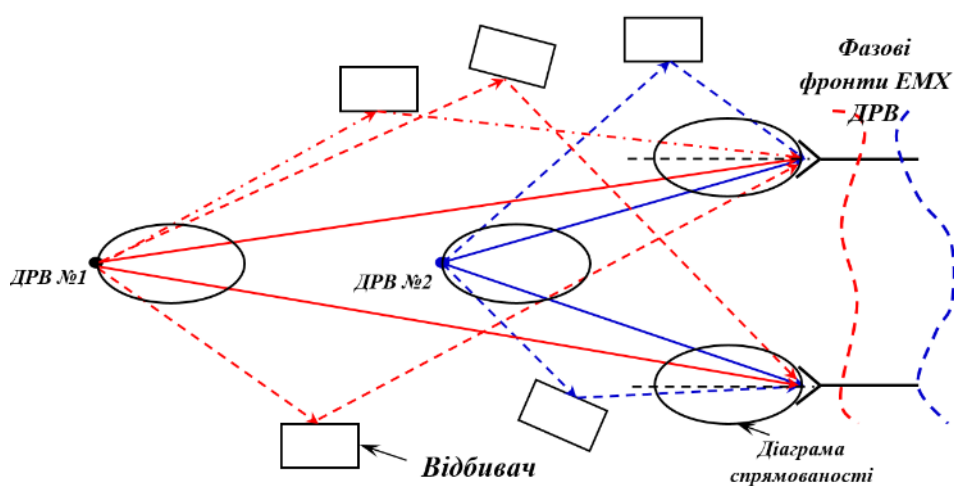


Рисунок 4.35 – Орієнтовна модель багатопроменевого поширення радіохвиль в лабораторії при дослідженні просторової селекції сигналів ДРВ по сферичності фронтів ЕМХ

При цьому спотворюються сферичні фазові фронти ЕМХ від ДРВ №1, ДРВ №2 та ДРВ №3, які в залежності від конфігурації розташування відбивачів набувають довільного вигляду (кривизни) і в загальному випадку сферичний фазовий фронт

ЕМХ від ДРВ №1 буде відрізнятися від сферичного фазового фронту ЕМХ від ДРВ №2 та від сферичного фазового фронту ЕМХ від ДРВ №3.

Структурна схема передавальної частини лабораторного макета компенсатора завад зображена на рис.4.36, а структурна схема приймальної частини – на рис.4.37.

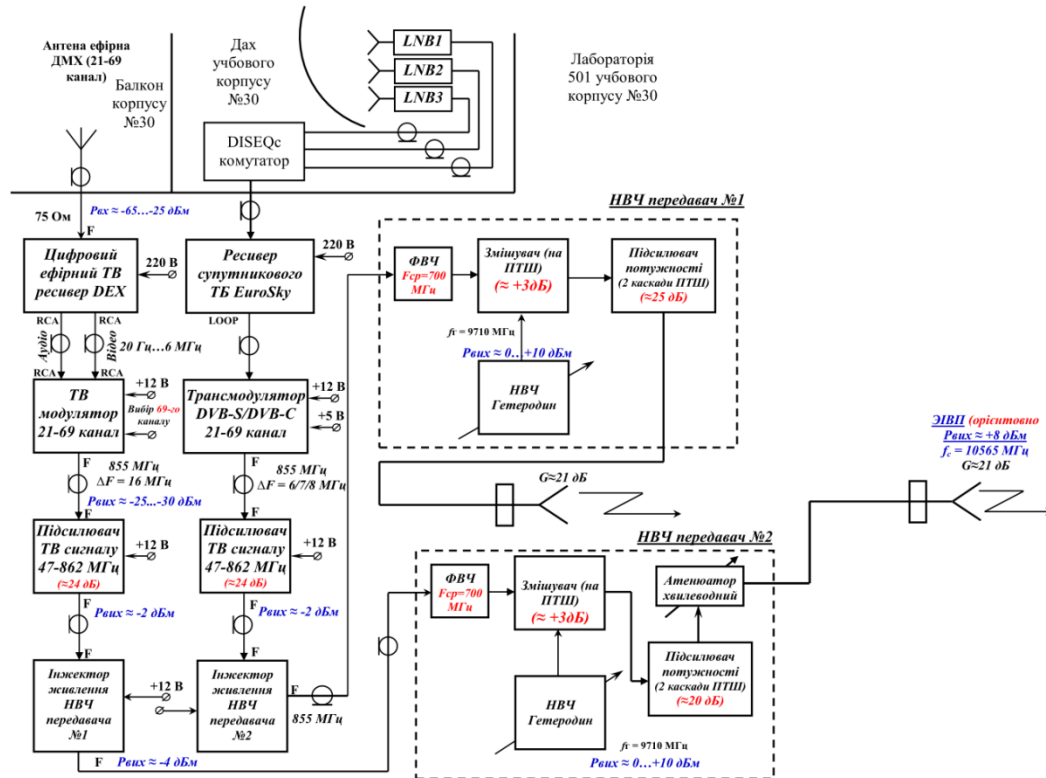


Рисунок 4.36 – Структурна схема передавальної частини лабораторного макета компенсатора завад для дослідження просторової селекції ЕМХ

На рис.4.38 зображено структурну схему приймальної частини лабораторного макета для дослідження просторової селекції ЕМХ на базі 3-х елементної АР.

Відповідно до рис.4.37 та рис.4.38 в якості системи просторової селекції корисного сигналу з його суміші з завадами, що випромінюються на одній і тій самій несучій частоті і з одним і тим самим видом поляризації виступає дво- або трьохелементна РЛАР з двома або трьома каналами просторової обробки НВЧ сигналу, що складаються з послідовно з'єднаних хвильоводних атенюаторів та фазообертачів. З виходів каналів обробки сигнал надходить на вхід НВЧ суматора і далі на приймальний НВЧ конвертор, з виходу якого відфільтрований від завад корисний радіосигнал стандарту DVB-C через коаксіальний дільник потужності

надходить на аналізатор параметрів сигналів цифрового ТБ ST-2 і ресивер кабельного ТБ, до якого через композитний відео вхід підключений ТВ приймач для спостереження за показником «Якість сигналу».

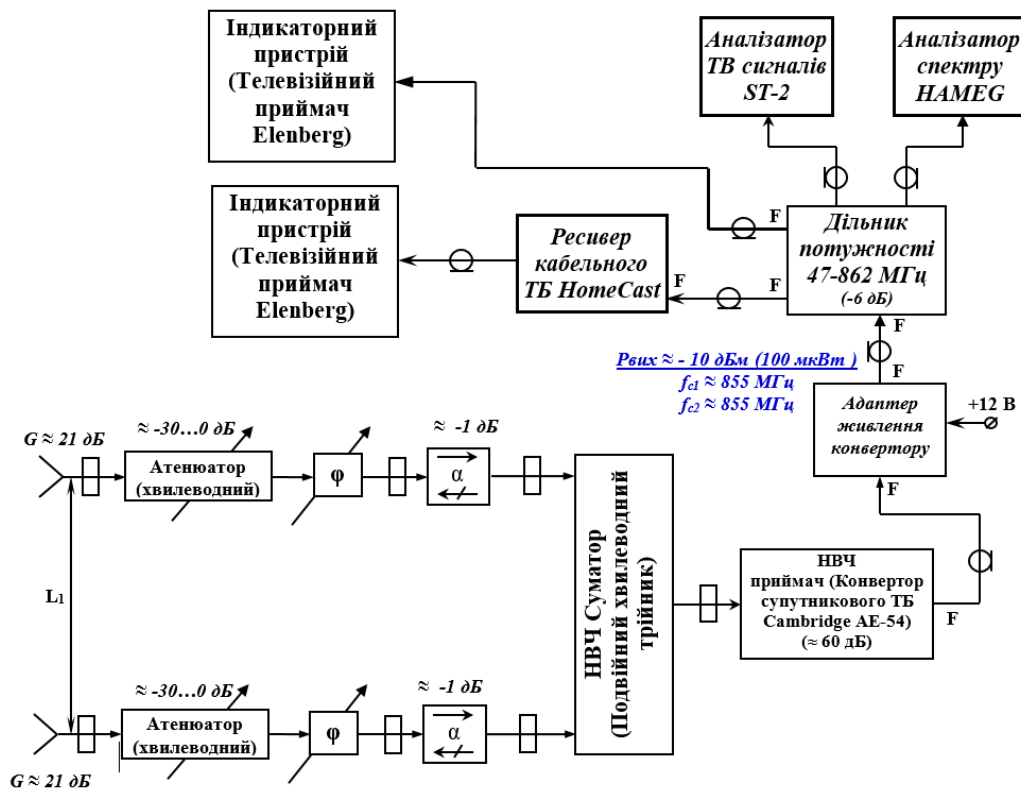


Рисунок 4.37 – Структурна схема приймальної частини лабораторного макета компенсатора завод для дослідження просторової селекції EMX на базі 2-х елементної АР

Методика просторової селекції корисного сигналу за допомогою приймальних систем, структурні схеми яких показані на рис.4.37 та рис.4.38 полягає у ручному підборі оператором таких положень атенюаторів за фазообертачів, при яких мінімізується загальна потужність діючих завод, тобто їх взаємна компенсація на вході в НВЧ конвертор, що призводить до «очищення» спектра корисного сигналу від спектральних складових завод на виході цього конвертору.

На рис.4.39 – рис.4.40 показані фотографії передавальної та приймальної сторін лабораторного макета компенсатора завод при використанні 2-х елементної АР та наявності двох ДРВ, а на рис.4.41 – рис.4.43 фотографії передавальної та приймальної сторін лабораторного макета при використанні 3-х елементної АР та наявності трьох ДРВ.

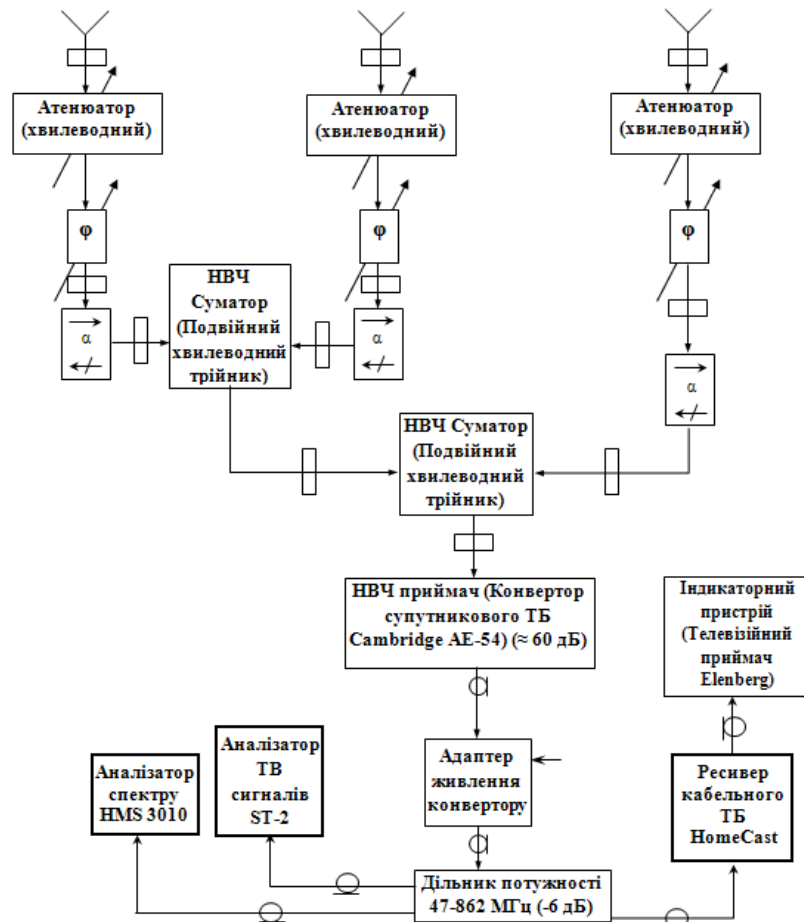
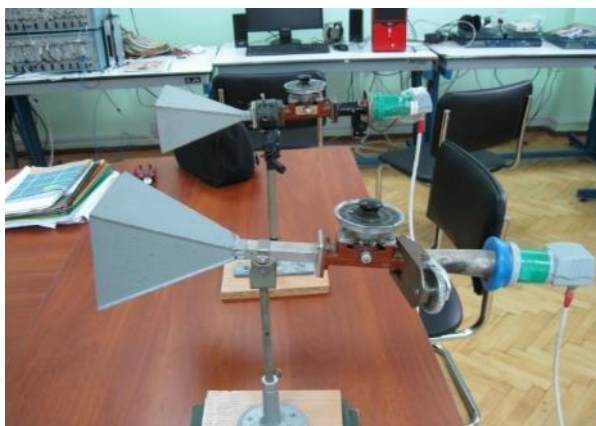


Рисунок 4.38 Структурна схема приймальної частини лабораторного макета компенсатора завод для дослідження просторової селекції ЕМХ на базі 3-х елементної АР



а)



б)

Рисунок 4.39 – Фотографія передавальної частини лабораторного макета компенсатора завод: а) вид збоку; б) вид у напрямку приймальної частини



а)



б)

Рисунок 4.40 – Фотографія приймальної частини лабораторного макета компенсатора завад при базі $L_1 = 1$ м: а) вид збоку; б) блок просторової селекції

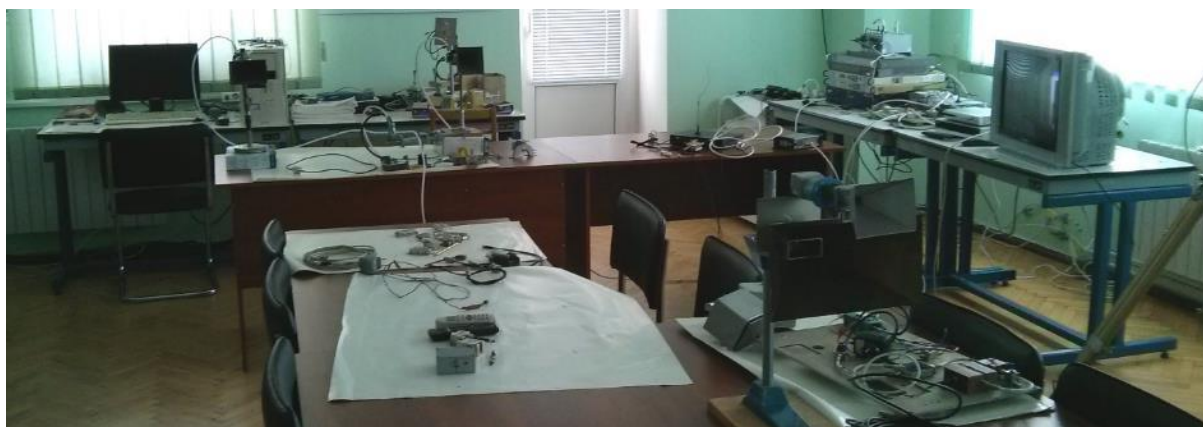


Рисунок 4.41 – Фото передавальної частини лабораторного макета компенсатора завад при наявності 3-х ДРВ, 2 з яких розташовані на одному пеленгу, але різних дальностях



Рисунок 4.42 Фото передавальної частини лабораторного макета компенсатора завад при наявності 3-х ДРВ, які розташовані на одному пеленгу, але різних відстанях



Рисунок 4.43 – Фотографія приймальної частини лабораторного макета компенсатора завад на основі 3-х елементної ЛАР при базі $L_1 = 0,4$ м

На рис.4.44,а згідно методики та результатів експериментальних досліджень, що представлені в роботах [127-130, 133, 142] зображено залежність коефіцієнту ослаблення корисного сигналу, а на рис.4.44,б залежність коефіцієнту придушення завади від кута β рознесення ДРВ корисного сигналу та завади, розташованих на відстані $d = 8$ м від приймальної ЛАР при просторовій селекції корисного сигналу стандарту DVB-C фоні амплітудно-модульованої (AM) завади в проміжній зоні за допомогою 2-х елементної ЛАР з базою $L_1 = 0,5$ м ($R_{д.з} = 17,5$ м).

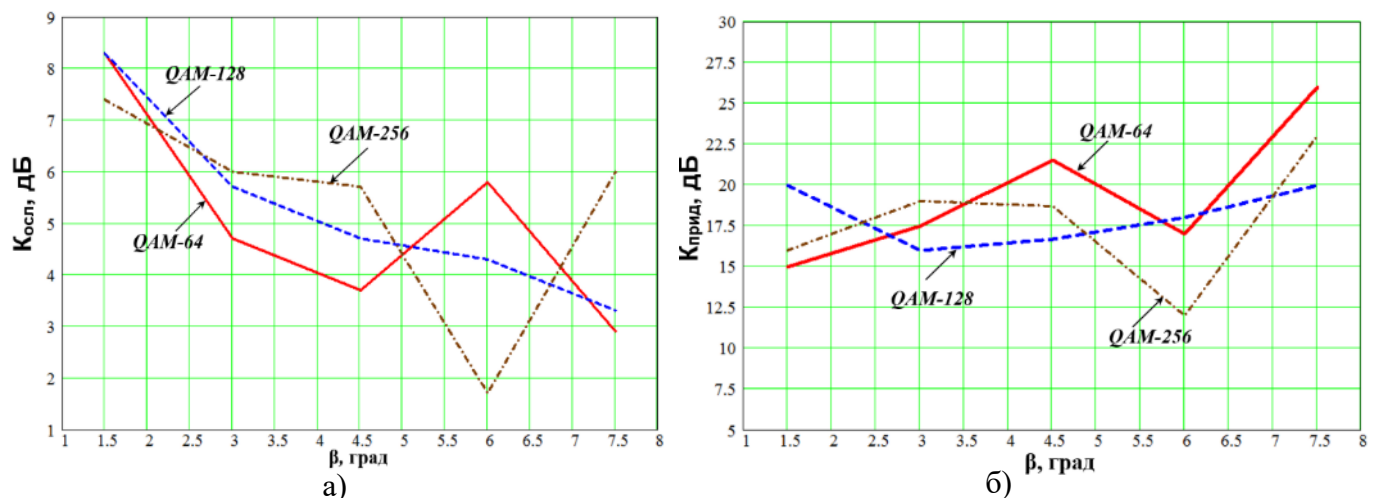


Рисунок 4.44 – Залежність коефіцієнту ослаблення (а) корисного сигналу стандарту DVB-C та коефіцієнту придушення (б) AM завади від кута β рознесення ДРВ корисного сигналу та завади для модуляцій QAM-64, QAM-128, QAM-256

На рис.4.45 показано погіршення ВСЗШ та запасу завадостійкості (N.MARG) для корисного сигналу стандарту DVB-C після його просторової селекції на фоні АМ завади в залежності від кута β рознесення ДРВ корисного сигналу та завади.

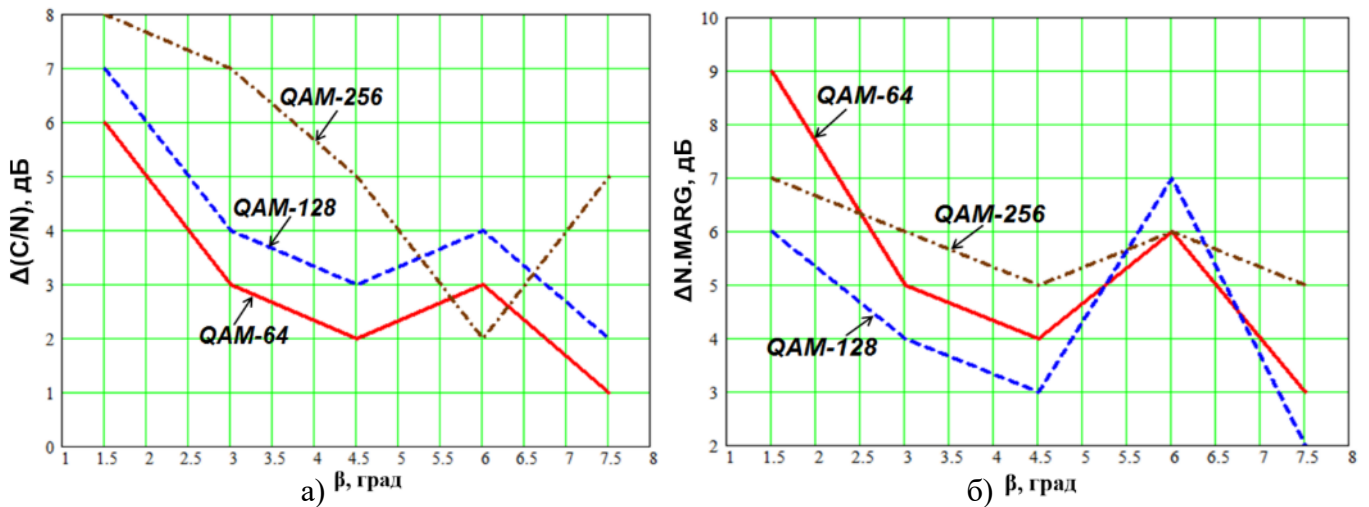


Рисунок 4.45 – Погіршення ВСЗШ та запасу завадостійкості для корисного сигналу стандарту DVB-C після його просторової селекції на фоні АМ завади в залежності від кута β рознесення ДРВ корисного сигналу та завади

На рис.4.46 показано конфігурації розташування ДРВ корисного сигналу та 2-х ДРА завад, для яких досліджувалась ефективність просторової селекції корисного сигналу в проміжній зоні в умовах співпадіння його кутових координат хоча б з одним ДРВ завади, але наявності рознесення по дальності. Результати вимірювання коефіцієнтів ослаблення корисного сигналу, 1-ої та 2-ої завади для конфігурацій, що показані на рис.4.46 для різних значень бази L_1 3-х елементної ЛАР згідно робіт [127-130, 133] представлено в табл.4.1 та табл.4.2. В обох випадках, що показані на рис.4.46 корисний сигнал - телевізійний сигнал стандарту DVB-C з модуляцією QAM-64. Перша і друга завада - АМ сигнал телевізійного мовлення.

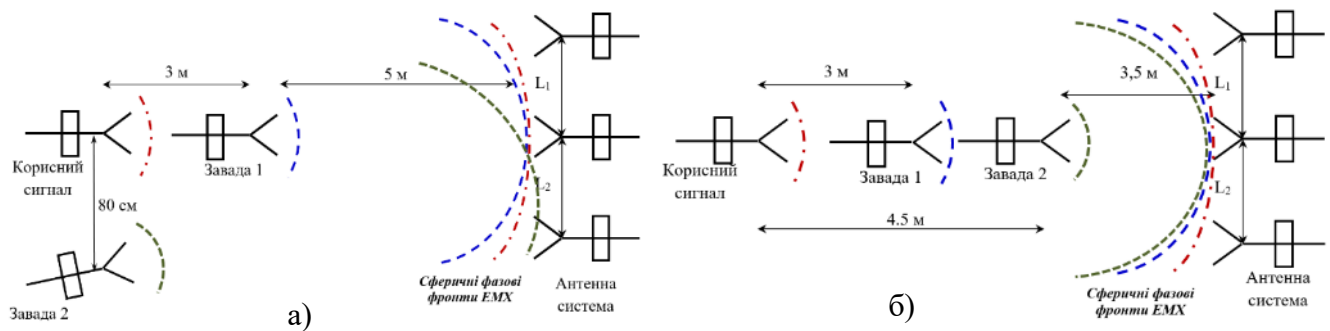


Рисунок 4.46 – Варіанти розташування ДРВ корисного сигналу та 2-х ДРВ завад для експериментального дослідження просторової селекції по сферичності фазового фронту ЕМХ: а) ДРВ корисного сигналу та 1-ої завади розташовані на одному пеленгу, але рознесені за дальністю, ДРВ 2-ої завади рознесені за пеленгом відносно ДРВ корисного сигналу; б) ДРВ корисного сигналу, 1-ої та 2-ої завади розташовані на одному пеленгу, але рознесені за дальністю

Таблиця 4.1 – Результати експериментального дослідження просторової селекції корисного сигналу по сферичності фазового фронту ЕМХ при співпадинні пеленга ДРВ корисного сигналу та ДРВ 1-ї завади

| Показник | База антенної системи $L_1=L_2$ | | |
|------------------------------------|---------------------------------|-------|--------|
| | 0.6 м | 0.4 м | 0.20 м |
| $K_{\text{ослаб.}}, \text{дБ}$ | 3 | 11 | 10 |
| $K_{\text{прид.зав.1}}, \text{дБ}$ | 19 | 37 | 25 |
| $K_{\text{прид.зав.2}}, \text{дБ}$ | 20 | 25 | 13 |

Таблиця 4.2 – Результати експериментального дослідження просторової селекції корисного сигналу по сферичності фазового фронту ЕМХ при співпадинні пеленга ДРВ корисного сигналу та ДРВ 2-х завад

| Показник | База антенної системи $L_1=L_2$ | | |
|------------------------------------|---------------------------------|-------|--------|
| | 0.6 м | 0.4 м | 0.20 м |
| $K_{\text{ослаб.}}, \text{дБ}$ | 9 | 5 | 9 |
| $K_{\text{прид.зав.1}}, \text{дБ}$ | 32 | 18 | 21 |
| $K_{\text{прид.зав.2}}, \text{дБ}$ | 25 | 16 | 28 |

В обох випадках, що представлено на рис.4.46 головним критерієм оптимальності експериментального дослідження просторової селекції було досягнення максимальної компенсації завад на вході НВЧ конвертору, тобто досягнення мінімального залишку потужності некомпенсованих завад, що накладається на спектр корисного сигналу.

4.3.4 Лабораторний макет двоканальної телевізійної системи надвисокочастотного діапазону з просторовою селекцією по сферичному фазовому фронту електромагнітної хвилі

На рис.4.47 показано структурну схему передавальної та приймальної частини лабораторного макету двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою обробкою двох сигналів за формою фазового фронту ЕМХ, що реалізований на основі робіт [91-103, 131, 133].

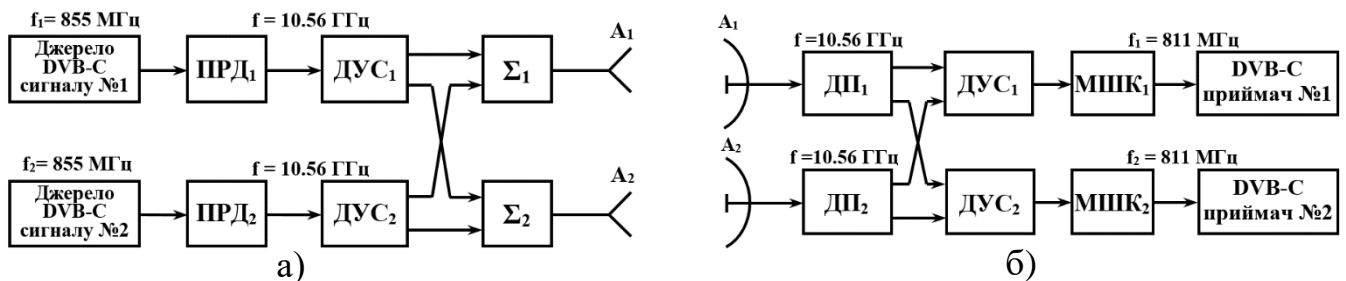


Рисунок 4.47 – Структурні схеми передавальної (а) та приймальної (б) сторін лабораторного макету двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою обробкою сигналів за формою фазового фронту ЕМХ

У відповідності до рис.4.47,а передавальна частина складається з двох джерел DVB-C сигналу, двох ДУС, двох суматорів (Σ_1 та Σ_2) та ЛАР з рупорних антен A_1 та A_2 . Першим джерелом DVB-C сигналу є трансмодулятор OV75, який налаштований на прийом від супутника Astra 4A сигналу стандарту DVB-S з параметрами: несуча частота $f = 11.766$ ГГц, символна швидкість $V = 27,5$ Мсимв/с, модуляція QPSK, швидкість кодування FEC = 3/4, ширина частотного спектру 36 МГц, горизонтальна поляризація. Трансмодулятор OV75 перетворює сигнал DVB-S у сигнал DVB-C, що має параметри: несуча частота $f = 811$ МГц, модуляція 64-QAM, символна швидкість $V = 6,875$ Мсимв/с (бітова швидкість 41,25 Мбіт/с), ширина частотного спектру 8 МГц. Друге джерело DVB-C сигналу складається з професійного супутникового ресивера IRD-2600 CODICO Scopus та модулятора Radyne Comstream QAM-256. Ресивер IRD-2600 налаштований на прийом сигналу

стандарту DVB-S від супутника Astra 4A з параметрами: несуча частота $f = 12,073$ ГГц, символна швидкість $V = 27,5$ Мсимв/с, модуляція QPSK, швидкість кодування FEC = 3/4, ширина частотного спектру 36 МГц, горизонтальна поляризація. Модулятор Comstream перетворює транспортний потік MPEG з виходу приймача IRD-2600 у DVB-C сигнал з параметрами: несуча частота $f = 855$ МГц, модуляція 64-QAM, символна швидкість $V = 6.875$ Мсимв/с (бітова швидкість 41,25 Мбіт/с), ширина частотного спектру 8 МГц. Передавач (ПРД₁, ПРД₂) складається з частотного конвертору, смугового фільтру та двокаскадного транзисторного підсилювача. Вихідна частота та потужність передавача відповідно дорівнюють 10,56 ГГц та 0,06...0,1 мВт. Діаграмоутворюючі схеми (ДУС₁, ДУС₂) передавальної та приймальної сторін є хвильовдними вузлами, що складаються з послідовно з'єднаних ділянки (суматора) потужності на базі квадратурного щілинного моста або подвійного хвильовдного трійника, хвильовдного змінного атенюатора та хвильовдного змінного фазообертача, які відповідно призначені для формування на одній тій самій частоті, поляризації, в одній й тій самій смузі радіочастот двох ЕМХ з різною формою фазового фронту на виході ЛАР передавальної частини та просторової селекції одна від одної цих ЕМХ по формі фазового фронту у приймальній частині шляхом зміни амплітуди та фази ЕМХ (рис.4.48).

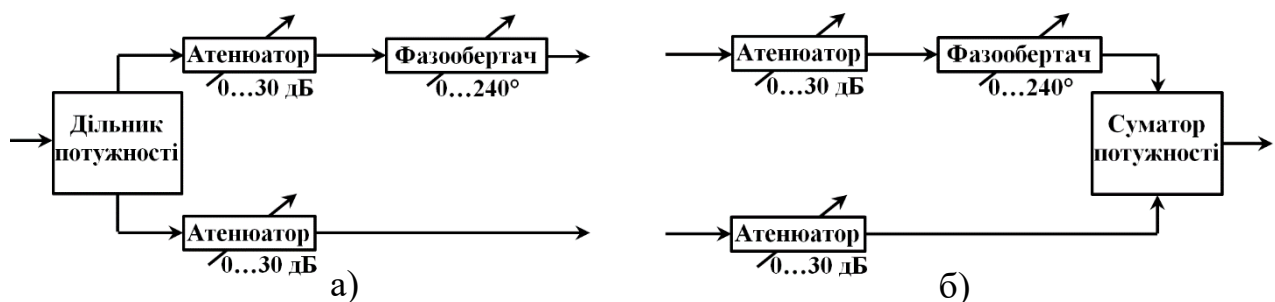


Рисунок 4.48 – Структурні схеми ДУС передавальної (а) та приймальної (б) частин двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою обробкою за формою фазового фронту ЕМХ

На передавальній стороні надвисокочастотні ЕМХ від ДУС надходять на входи суматорів Σ_1 , Σ_2 і далі з їх виходів потрапляють на входи рупорних антен A_1 , A_2 з апертурою 15×10 см² з коефіцієнтом підсилення 21 дБі на частоті 11 ГГц. Рупорні

антени випромінюють вертикально поляризовані ЕМХ, що відповідають двом джерелам DVB-C сигналів у напрямку приймальної сторони.

Приймальна сторона відповідно до рис.4.47,б складається з двохелементної прямолінійної АР, до складу якої входять дві офсетні дзеркальні параболічні антени A_1 та A_2 , ділянки потужності (ДП₁, ДП₂) у вигляді коаксіального трійника, діаграмоутворюючі схеми (ДУС₁, ДУС₂), малошумливі конвертори (МШК₁, МШК₂) та два приймача DVB-C сигналів, які підключаються до телевізійних приймачів. Дзеркальні антени мають діаметр 0,35 м, що відповідає коефіцієнту підсилення 33 дБі на частоті 11 ГГц. Кожен з виходів підключений до відповідної ДУС. Діаграмоутворююча схема ДУС₁ призначена для відокремлення ЕМХ першого сигналу DVB-C від ЕМХ другого сигналу DVB-C з тією самою частотою, поляризацією за рахунок відмінності у формі фазових фронтів цих ЕМХ, а діаграмоутворююча схема ДУС₂ навпаки для відокремлення ЕМХ другого сигналу DVB-C та придушення ЕМХ першого сигналу DVB-C також за рахунок відмінності у формі фазових фронтів цих ЕМХ. Після просторової селекції у ДУС₁ та ДУС₂ ЕМХ надходять у МШК₁ та МШК₂, де вони фільтруються, підсилюються та перетворюються з частоти 10.56 ГГц у DVB-C сигнали проміжної частоти 811 МГц, поступаючи далі у DVB-C ресивери Homecast та Каон, в яких вони демодулюються та декодуються до рівня окремих наборів телевізійних програм. Фотографія радіотракту передавальної та приймальної сторони відображена на рис.4.49.

Лабораторні дослідження двоканальної телевізійної системи були проведені при рознесенні ЛАР передавальної та приймальної сторін на відстань 7 метрів. Дві ЕМХ з різною формою фазового фронту, кожна яких відповідає окремому джерелу DVB-C сигналу, створювались шляхом ручного керування фазою та амплітудою ЕМХ в ДУС₁ та ДУС₂ передавальної сторони.

У свою чергу, просторова селекція ЕМХ по формі фазового фронту на приймальній стороні також реалізовувалась ручним налаштуванням змінних атенюаторів та фазообертачів ДУС₁ та ДУС₂. Для відокремлення ЕМХ 1-го DVB-C сигналу атенюатори та фазообертач ДУС₁ налаштовувалися таким чином, щоб максимально придушити ЕМХ 2-го DVB-C сигналу. Подібним чином, для

відокремлення EMX 2-го DVB-C сигналу атенюатори та фазообертач ДУС₂ налаштовувалися таким чином, щоб максимально придушити EMX 1-го DVB-C сигналу. Спектри потужності 1-го та 2-го DVB-C сигналів на виході МШК₁ після просторової обробки в ДУС₁ показані на рис.4.50,а,б, а спектри потужності 1-го та 2-го DVB-C сигналів на виході МШК₂ після просторової обробки в ДУС₂ відповідно на рис.4.50,в,г.

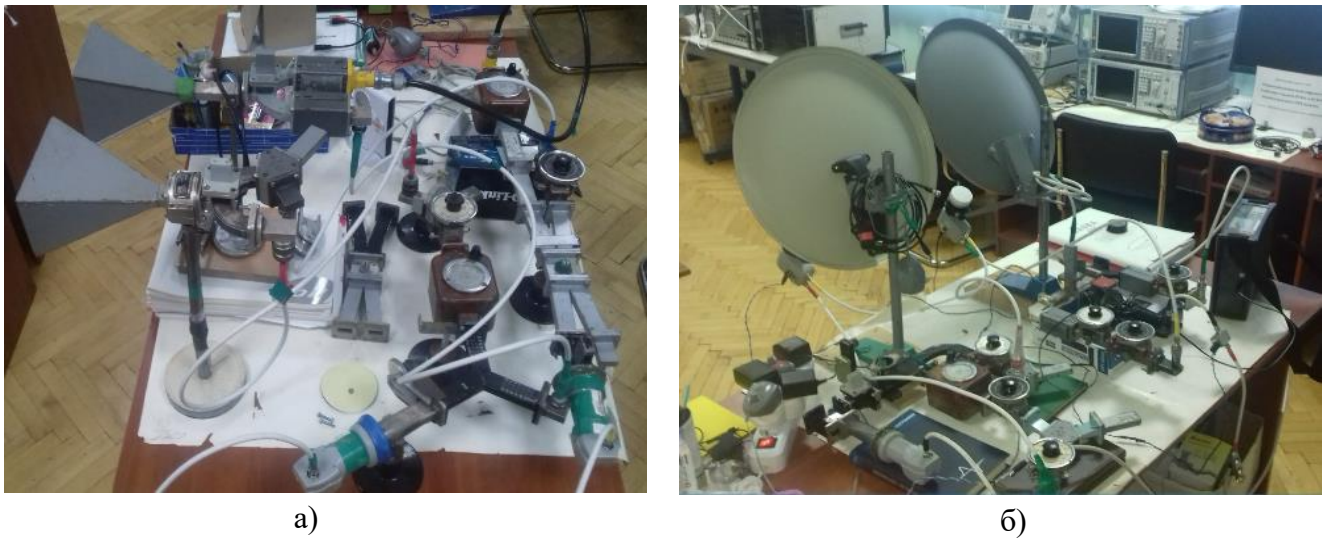


Рисунок 4.49 – Фотографії радіотракту передавальної (а) та приймальної (б) частин лабораторного макету двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою обробкою сигналів по сферичному фазового фронту EMX

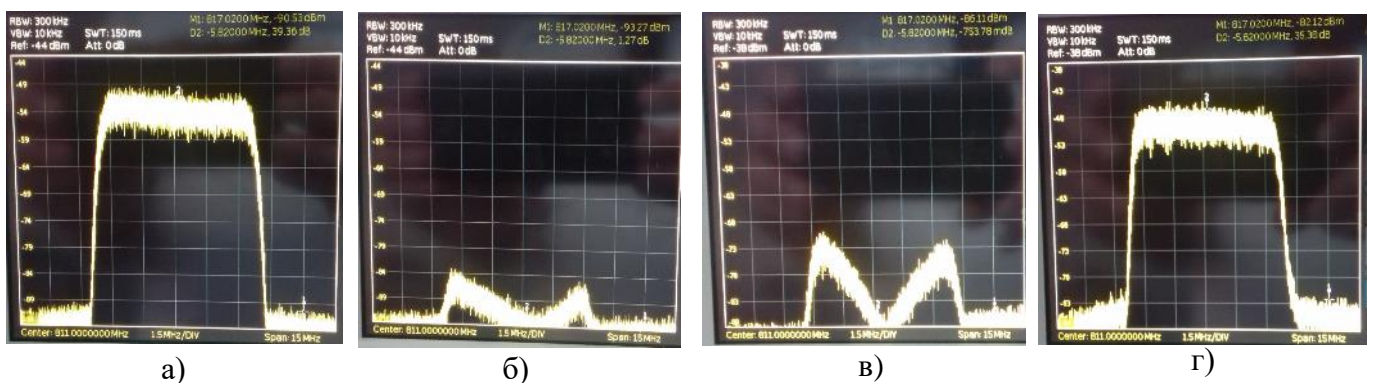


Рисунок 4.50 – Спектри потужності 1-го (а) та 2-го (б) DVB-C сигналів на виході МШК₁ після просторової обробки сигналів ДУС₁ а також спектри потужності 1-го (в) та 2-го (г) DVB-C сигналів на виході МШК₂ після просторової обробки сигналів ДУС₂

З рис.4.50,а,б можна побачити, що рівень потужності 1-го DVB-C сигналу складає $P_1 = -51,6$ дБм, рівень потужності шуму за смугою частот DVB-C сигналу $N_1 = -90$ дБм, а рівень потужності залишка 2-го DVB-C сигналу змінюється в межах $\Delta P_2 = -84 \dots -93$ дБм в смузі частот 8 МГц. Отже, відношення несуча/шум для 1-го DVB-C сигналу $(C/N)_1 = 39,5$ дБ на його центральній частоті 811 МГц та 30,5 дБ на його лівому краю, якому відповідає частота 807 МГц. У даному випадку, найкраще придушення 2-го DVB-C сигналу (більше 30 дБ) в ДУС₁ отримано на правому (815 МГц) краю спектра цього сигналу.

Подібним чином, з порівняння спектрів потужності DVB-C сигналів на рис.4.50,в,г, видно, що рівень потужності 2-го DVB-C сигналу $P_2 = -47$ дБм, рівень потужності шуму за смугою частот DVB-C сигналу $N_1 = -86$ дБм, а рівень потужності залишку 1-го DVB-C сигналу змінюється в межах $\Delta P_1 = -88 \dots -70$ дБм в смузі частот 8 МГц. Таким чином, відношення несуча/шум для 2-го DVB-C сигналу дорівнює $(C/N)_1 = 35,4$ дБ на його несучій частоті (811 МГц) та 17,5 дБ на краю спектра сигналу (807 або 815 МГц). Краще придушення 1-го DVB-C сигналу в ДУС₂ отримано на центральній частоті (811 МГц) цього сигналу.

Неідентичність спектрів потужності залишків 1-го та 2-го DVB-C сигналів, показаних на рис.4.50,б,в може бути пояснена неідентичністю технічних параметрів основних елементів (атенюатори, фазообертачі) ДУС₁ та ДУС₂ в смузі частот DVB-C сигналу.

Проведений експеримент показує, що максимальний коефіцієнт придушення DVB-C сигналу, що заважає, на виході ДУС приймальної сторони не перевищує 35...40 дБ на центральній частоті. Це пов'язано із неточністю налаштування змінних атенюаторів та фазообертача, яке виконується механічним повертанням їх відповідних органів керування.

На рис.4.51 показано фотографії шкали рівня та якості демодульованого та декодованого 1-го та 2-го DVB-C сигналів у відповідних DVB-C приймачах.

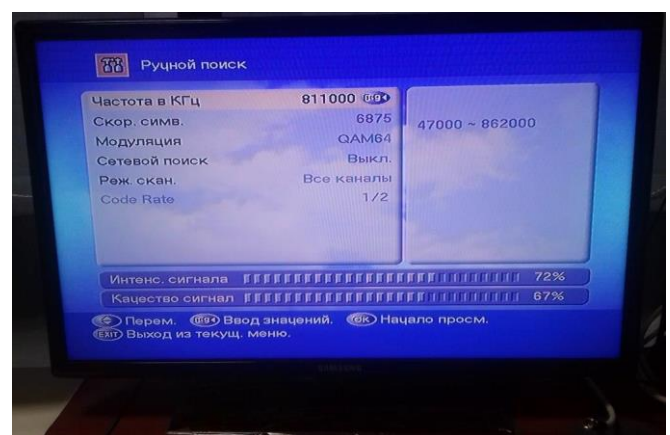
З рис.4.51 видно, що якість кожного з двох DVB-C сигналів, які одночасно передавалися по макету двоканальної телевізійної системи на одній й тій самій частоті, поляризації, займаючи одну й ту саму смугу радіочастот і однакову

символьну швидкість 6,875 Мсимв/с, мають у DVB-C приймачі якість не гірше 65%. Цього рівня якості повністю достатньо для перегляду ТВ програм з високою якістю відтворення зображення та звукового супроводження без будь-яких переривань.

Розглянутий вище лабораторний макет двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону практично підтвердив у лабораторних умовах можливість формування, передачі на одній й тій самій частоті, поляризації двох ЕМХ, які відповідають двом різним джерелам DVB-C сигналу, а також просторової селекції цих ЕМХ одна від одної по формі фазового фронту цих з високою якістю відтворення DVB-C сигналів у відповідних приймачах. Напрямок подальших досліджень буде дослідження ефективності просторової обробки по формі фазового фронту ЕМХ при більших відстанях між передавальною та приймальними сторонами та при кількості джерел DVB-C сигналів більшій за 2.



а)



б)

Рисунок 4.51 – Фотографії шкали рівня та якості демодульованого та декодованого 1-го (а) та 2-го (б) DVB-C сигналів у відповідних DVB-C приймачах

Представлений лабораторний макет двоканальної телевізійної системи з просторовою обробкою по сферичному фазовому фронту ЕМХ при її технічній реалізації може бути використаний при побудові наземних мереж розподілу телевізійних сигналів в НВЧ діапазоні для одночасного передавання та приймання в одній і тій самій смузі радіочастот двох мультиплексів цифрового телевізійного мовлення, ЕМХ яких мають ідентичні поляризаційно-частотні характеристики, але різну сферичність фазового фронту ЕМХ.

Висновки до розділу 4

Головною відмінністю запропонованого методу просторової селекції по сферичному фазовому фронту ЕМХ є наявність етапу класифікації ДРВ, тобто визначення кількості та координат ДРВ в далекій та проміжній зоні на базі методу пеленгації Кейпона по сферичному фронту ЕМХ, що запропонований в розділі 3. Вказана відмінність для здійснення просторової селекції сигналу від обраного ДРВ дозволяє сформувати вектор вагових коефіцієнтів ДУС АР, який враховує можливу сферичність фазових фронтів ЕМХ від ДРВ.

У результаті математичного моделювання потенційних характеристик методу просторової селекції по сферичному фазовому фронту ЕМХ встановлено, що:

1. найбільша теоретична ефективність просторової селекції з точки зору мінімального ослаблення потужності корисного сигналу при співпадінні пеленгів ДРВ корисного сигналу та ДРВ завади досягається при розташуванні ДРВ в різних хвильових зонах і якомога більшому їхньому взаємному рознесенні за дальністю одне відносно іншого, коли суттєво проявляється сферичність фазового фронту ЕМХ від одного або кількох ДРВ.

2. Ступінь подібності фазових фронтів ЕМХ від ДРВ корисного сигналу та завади можна охарактеризувати ФПК просторових структур ЕМХ корисного та завадових сигналів, що створюються відповідними фазовими фронтами на розкриві АР. Результати дослідження показують, що існує оптимальне значення ФПК, при якій забезпечується максимальний виграш від використання оптимальної просторової селекції по сферичному фазовому фронту ЕМХ у порівнянні з неоптимальною просторовою селекцією (фокусуванням АР на ДРВ).

3. При розташуванні ДРВ корисного та завадового сигналів в далекій зоні запропонований метод просторової селекції сигналів по сферичному фронту ЕМХ перетворюється у відомий метод просторової селекції за кутовими координатами [59, 61, 62, 80].

4. Просторова селекція по сферичності фазового фронту ЕМХ при розташуванні ДРВ корисного сигналу в далекій зоні, а ДРВ завади в проміжній зоні

на однакових або різних пеленгах призводить до формування провалу в ДС ЛАР в проміжній зоні на пеленгу розташування ДРВ завади. При цьому в дальній зоні на цьому пеленгу відбувається часткове спотворення ДС ЛАР, що проявляється у вигляді запливання нулів між сусідніми бічними пелюстками ДС, при цьому ступінь цього спотворення тим менший, чим більшим є рознесення ДРВ корисного та завадового сигналів один відносно іншого за дальністю. Теж саме буде справедливим при селекції корисного сигналу, ДРВ якого розташоване в проміжній зоні на фоні завад, ДРВ яких розташовані в далекій зоні.

Запропоновані технічні рішення з використання просторової селекції по сферичному фазовому фронту ЕМХ можуть бути застосовані для створення систем супроводження транспортних засобів з підвищеною завадостійкістю каналів прийому сигналів супутникової навігації та зв'язку, для підвищення завадостійкості приймання сигналів в умовах співпадіння кутових координат джерел радіовипромінювання корисного сигналу та завад, для повторного використання радіочастотного ресурсу в стаціонарних безпроводових системах зв'язку прямої видимості, наприклад в НВЧ системах передавання телевізійних сигналів або радіорелейних лініях зв'язку.

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-технічна задача – розробка методів просторової обробки сигналів по сферичному фазовому фронту ЕМХ для визначення координат місцеположення ДРВ проміжної зони у системах фазової радіопеленгації та просторової селекції сигналу обраного ДРВ від сигналів інших ДРВ з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками ЕМХ, у тому числі при відсутності рознесення між ДРВ за кутовими координатами, але за наявності такого рознесення за дальністю розташування ДРВ.

У результаті виконання дисертаційної роботи отримано наступні результати:

1. Вперше розроблено фазовий метод пеленгації джерела радіовипромінювання, в математичній моделі якого враховано сферичність фазового фронту електромагнітної хвилі, що дозволяє визначати пеленг та дальність для одного джерела радіовипромінювання при його розташуванні у проміжній хвильовій зоні.

2. Удосконалено метод пеленгації Кейпона шляхом введення у вектор-гіпотезу антенної решітки замість математичної моделі електромагнітної хвилі з плоским фазовим фронтом моделі зі сферичним фронтом, що дозволяє визначати пеленг та дальність для кількох джерел радіовипромінювання при їх розташуванні в проміжній хвильовій зоні.

3. Удосконалено метод просторової селекції сигналів, який відрізняється тим, що використовує метод пеленгації кількох джерел радіовипромінювання для отримання інформації про просторове положення джерел радіовипромінювання, що дозволяє по сферичності фазових фронтів електромагнітних хвиль розділяти один від одного сигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від кількох джерел радіовипромінювання, в тому числі й при співпадінні їх пеленгів.

4. Запропоновано технічні рішення з побудови фазових пеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат по сферичному фазовому фронту ЕМХ, які можуть бути використані у радіоелектронній промисловості розробниками апаратури РТС для побудови технічних засобів радіопеленгації та радіомоніторингу ДРВ, при розробці апаратури для радіолокаційних систем;

5. Розроблено структурну схему та алгоритм практичної реалізації системи просторової селекції по сферичному фронту ЕМХ, яка дозволяє розділяти радіосигнали з ідентичними поляризаційно-частотними характеристиками від двох та більше ДРВ, що розташовані на одному пеленгу, але на різних дальностях.

6. Запропоновано варіанти структурних схем системи супроводження рухомих об'єктів з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту ЕМХ в умовах впливу на навігаційний канал та/або канал зв'язку навмисних завад.

7. Розроблено структурну схему двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону, яка при її технічній реалізації може бути використана при побудові наземних мереж розподілу телевізійних сигналів, а також для ущільнення стволів радіорелейних ліній при одночасному передаванні та прийманні в одній і тій самій смузі радіочастот двох мультиплексів цифрового телевізійного мовлення.

8. Розроблено лабораторний макет компенсатора завад для дослідження просторової селекції ЕМХ по сферичному фазовому фронту ЕМХ від двох джерел радіовипромінювання НВЧ діапазону, що розташовані на одному пеленгу.

9. Розроблено лабораторний макет двоканальної телевізійної системи НВЧ діапазону з просторовою селекцією сигналів по сферичності фазового фронту ЕМХ, що може бути використаний при проведенні експериментальних досліджень у напрямку підвищення ефективності використання радіочастотного ресурсу систем телевізійного мовлення та радіорелейного зв'язку або в навчальному процесі.

Новизна більшості математичних моделей, технічних рішень, методів та алгоритмів просторової обробки сигналів по сферичності фазового фронту ЕМХ підтверджена 20 патентами на способи та радіотехнічні системи.

Результати виконаного дисертаційного дослідження можуть будуть використані відомчими установами України в галузі телекомунікацій та розробниками апаратури радіотехнічних систем.

Подальшим напрямком наукового дослідження може бути, наприклад, дослідження просторової селекції по сферичності фазового фронту ЕМХ для підвищення продуктивності дуплексних одночастотних радіорелейних ліній зв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вольман В. И., Пименов Ю. В. Техническая электродинамика: учебник. Москва: Связь, 1971. 487 с.
2. Семенов Н. А. Техническая электродинамика: учебное пособие для вузов. Москва: Связь, 1973. 480 с.
3. Баскаков С.И. Электродинамика и распространение радиоволн. Москва: Высшая школа, 1992. 416 с.
4. Зильберман Г. Е., Красницкий В. Ю., Сидоров И. Н., Голтвянская Г. Ф. Оптика. Тепловое излучение: лекции. Харьков: ХВВКИУРВ, 1989. 180 с.
5. Кремер И. Я., Кремер А. И., Петров В. М., Понькин В. А., Потапов Н. А. Пространственно-временная обработка сигналов. Москва: Радио и связь, 1984. 224 с.
6. Хансен Р. Сканирующие антенные системы СВЧ. Часть 1. Москва: Советское радио, 1966. 536 с.
7. Бахрах Л. Д. Проблемы антенной техники. Москва: Радио и связь, 1989. 368 с.
8. Комарович В. Ф., Никитченко В. В. Методы пространственной обработки радиосигналов. Ленинград: ВАС, 1989. 278 с.
9. Никитченко В.В., Гладких С.Н., Вихлянцев П.С. Анализ возможности дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта волны. *Известия ВУЗов .Радиоэлектроника*, 1988. №7. С.58 – 60.
10. Иидзука К. Радиолокатор на базе голографической матрицы. *ТИИЭР*, 1976. №10. С.45–58.
11. Слюсар В.И. Коррекция характеристик приемных каналов цифровой антенной решетки по контрольному источнику в ближней зоне. *Известия вузов. Радиоэлектроника*. 2003. №1. С. 30 – 35.
12. Fenn A. Adaptive antennas and phased arrays for radar and communications. Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory : Artech House Inc., 2008. 389 p.
13. Реутов А.П. Радиолокационные станции бокового обзора. Москва: Советское радио, 1970. 360 с.

14. Охрименко А. Е. Основы обработки и передачи информации. Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990. 182 с.
15. Устройство измерения параметров волнового фронта. пат.1578 Республика Беларусь. МПК G01S 3/32. №1001; заявл. 04.11.1993 ; опубл.30.03.1997
16. Баженов Г. А., Лущицкий В. В. Информационные рецепторы СВЧ-поля дискриминаторов измерителей параметров волнового фронта. *Доклады БГУИР*, Минск, 2006. №2 (14). С. 165–168.
17. Устройство измерения параметров волнового фронта методом фазового мгновенного сравнения сигналов. пат. 2081425 РФ. МПК G01R 29/10. № 92 5055533, заявл. 21.07.1992, опубл. 10.06.1997.
18. Алифанов Р. Н., Алифанова И. А., Шостак С. В., Стародубцев П. А. Расчет декартовых координат морских объектов по кривизне волнового фронта принятого сигнала. *Научные труды Дальрыбввуза*. Владивосток, 2014 .Том.32. С.25 – 31.
19. Шостак С. В., Стародубцев П. А. Алифанов Р. Н. Способ оценки дальности до подводного объекта по кривизне волнового фронта в условиях воздействия коррелированного шума. *Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии*, 2019. 12(2). С. 138-145.
20. Клепфер Е. И., Карпенко В. В. Радиозондирование местности в пассивной когерентной системе радиолокации. *Журнал радиоэлектроники*, 2012. №12. С. 1 – 9.
21. Рудько И. М. Определение дистанции до цели, находящейся в зоне Френеля антенны. *Проблемы управления*, 2006. №6. С.79-82.
22. Маслов А.Ф., Рощупкин Е.С., Колодей О.П. Ошибки измерения координат источника излучения при обработке пространственной фазовой структуры принимаемого разнесенной корреляционно-базовой системой сигнала. *Системи обробки інформації*. Харків: ХНУПС, 2003. Випуск 1. С.125-138.
23. Пестряков В. Б., Кузенков В. Д. Радиотехнические системы: учебник для вузов. Москва: Радио и связь, 1985. 376 с.
24. Лёзин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: учебное пособие для вузов. Москва: Радио и связь, 1986. 280 с.

25. Абросимов В.Н., Алексеева В.И., Гребенко Ю.А. и др. Использование системы NAVSTAR для определения угловой ориентации объектов. *Зарубежная радиоэлектроника*. Москва, 1989. №7. С.46–53.
26. Авдєєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Визначення координат точкового джерела радіовипромінювання по кривизні його хвильового фронту. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки*. Київ, 2008. № 20-21. С. 74–79.
27. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 8150 Україна : МПК G01S 5/14. №200500740 ; заявл. 27.01.2005 ; опубл. 15.07.2005, Бюл. №7.
28. Бардин В.В, Кривонос А.И. Справочник по электронным измерительным приборам. Москва: Радио и связь, 1978. 200 с.
29. Кушнир Ф.В., Савенко В.Т. Электрорадиоизмерения. Москва: Энергоиздат, 1983. 161с.
30. Южаков В.В. Фазовые интерферометры в микроволновых системах посадки. *Зарубежная радиоэлектроника*. Москва, 1977. №6. С. 50–66.
31. Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Авдєєнко Г. Л. Визначення подвійної різниці фаз у фазових мікрохвильових системах вимірювання координат. *Збірник наукових праць військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2007. №6. С. 28–36.
32. Фазовый радиопеленгатор: патент 2138061 Российская Федерация: МПК G01S 3/48. №98122357/09; заявл. 10.12.1998; опубл. 20.09.1999., Бюл. №26.
33. Фазовый радиопеленгатор: патент 2169377 Российская Федерация: МПК G01S 3/46, G01S 3/48. №2000100834/09; заявл. 17.01.2000; опубл. 20.06.2001., Бюл. №17.
34. Фазовый способ пеленгации: патент 2134429 Российская Федерация: МПК G01S 3/00, G01S 3/46. №97119837/09; заявл. 12.11.1997; опубл. 10.08.1999., Бюл. №22.
35. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые пеленгаторы: Монография. Томск: ТУСУР, 2002. 251с.
36. Фазовый радиопеленгатор: патент 2169377 Российская Федерация: МПК G01S 3/46, G01S 3/48. №2000100834/09; заявл. 17.01.2000; опубл. 20.06.2001., Бюл. №17.

37. Фазовый радиопеленгатор: патент 2309421 Российская Федерация: МПК G01S3/46. №2005140529/09; заявл. 15.12.2005; опубл. 20.07.2007., Бюл. №30.
38. Фазовий радіопеленгатор : пат. 57200 Україна : МПК G01S 3/00. №201010554 ; заявл. 31.08.2010 ; опубл. 10.02.2011, Бюл. №3. 5.72 с.
39. Avdeyenko G. L., Yakornov Ye. A. Application of distributed antenna systems for determination of radiation source coordinates with use of phase method in Fresnel zone. *Information and Telecommunication Sciences*. 2017. Vol.8, No.1. P. 37–50.
40. Фазовий радіопеленгатор : пат. 67323 Україна : МПК G01S 3/48. № 201110328 ; заявл. 23.08.2011 ; опубл. 10.02.2012, Бюл. №3. 5.67 с.
41. Avdeyenko G. L., Fedorov V. I., Yakornov Ye. A. Determination of the Radiation Source Location Based on the Electromagnetic Wave's Front Curvature. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2008. Vol. 51, No. 3. P. 115–121.
42. Avdeyenko G. L., Lipchevskaya I. L., Yakornov E. A. Phase systems of determining coordinates of radiation source with harmonic signal in Fresnel zone. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2012. Vol.55, No.2. P. 65–74.
43. Авдеенко Г. Л., Карпенко Б. О., Липчевская И. Л., Якорнов Є. А. Фазові радіопеленгатори джерела радіовипромінювання гармонічного сигналу в зоні Френеля. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки*. Київ, 2011. №26. С. 13–20.
44. Фазовий радіопеленгатор : пат. 56430 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. №201009233 ; заявл. 22.07.2010 ; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1. 5.108 с.
45. Фазовий радіопеленгатор : пат. 72448 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. № 201114120 ; заявл. 29.11.2011 ; опубл. 27.08.2012, Бюл. №16. 5.122 с.
46. Широкополосний фазовий радіопеленгатор : пат. 64705 Україна : МПК G01S 3/00. № 201106662 ; заявл. 27.05.2011 ; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21. 5.112 с
47. Гранкин И.М., Ищенко В.А., Ясинский В.Л. К анализу широкополосных четырехдетекторных фазоизмерительных систем. *Известия ВУЗов. Радиоэлектроника*. Киев, 1968. №4. С.332-337.
48. Бова Н. Т., Ефремов Ю. Г., Конин В. В. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ Київ: Техніка, 1984. 184 с.

49. Фазовий радіопеленгатор : пат. 78441 Україна : МПК G01S 3/48. № 201206912 ; заявл. 06.06.2012 ; опубл. 25.03.2013р, Бюл. №6. 4.103 с.
50. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. *17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо ’2007)*: материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 261–262.
51. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Определение пеленга и дальности до источника радиоизлучения гармонического сигнала в зоне Френеля. *20-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо ‘2010)*: материалы конф. 13-17 сент. 2010 г. Севастополь: СевНТУ, 2010. Т.1. С. 337-338.
52. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 64696 Україна : МПК G01S 3/00. № 201106317 ; заявл. 19.05.2011 ; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21. 5.112 с.
53. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 97075 Україна : МПК G01S 3/02. № 201105120 ; заявл. 21.04.2011 ; опубл. 26.12.2011, Бюл. №24. 3.155 с.
54. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю.М. и др. Радиотехнические системы: учебник для вузов по спец. «Радиотехника». Москва: Высшая школа, 1990. 496 с.
55. Сосулин Ю. Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. Москва: Радио и связь, 1992. 304 с.
56. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: учеб. пособие для вузов. Москва: Радио и связь, 1987. 320 с.
57. Беляевский Л. С., Новиков В. С., Олянюк П. В. Основы радионавигации: Учебник для вузов гражд. Авиации. Москва: Транспорт, 1982. 288 с.
58. Ільницький Л. Я., Сібрук Л. В., Слободянюк П. В., Благодарний В. Г. Антени телекомунікаційних та моніторингових систем. Київ: Український державний центр радіочастот, 2012. 240 с.
59. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. Москва: Радио и связь, 2003. 200 с.

60. Баланис К.А., Иоанидес П.И. Введение в смарт-антенны. Москва: Техносфера, 2012. 200с.
61. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Москва: Радио и связь, 1981. 416 с.
62. Щесняк С.С., Попов М.П. Адаптивные антенны. Санкт-Петербург: ВИККА им. А.Ф. Можайского, 1995. 611 с.
63. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 40138 Україна : МПК G01S 5/14. №200812684 ; заявл. 29.10.2008 ; опубл. 25.03.2009, Бюл. №6.
64. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 43982 Україна : МПК G01S 5/14. №200903823 ; заявл. 21.04.2009 ; опубл. 10.09.2009, Бюл. № 17. 5.62 с.
65. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Підвищення точності супроводу важливих транспортних засобів у системах диспетчеризації з використанням глобальних супутникових систем радіонавігації. *Збірник наукових праць військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2006. №4. С. 233–239.
66. Авдеєнко Г. Л., Мазуренко А. В, Якорнов Е. А. Измерение разности разностей фаз в системах с пространственной обработкой сигналов СВЧ-диапазона. *Техника и приборы СВЧ*. Одесса, 2008. №1. С. 42–45.
67. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Є. А. Підвищення точності виміру подвійної різниці фаз у малобазових фазових системах із просторовою обробкою сигналів. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №16. С. 36–41.
68. Авдеєнко Г. Л. Повышение диапазона определения дальности до источника радиоизлучения по кривизне фронта его электромагнитной волны. *3-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2007)*: материалы конф. 16-21 апр. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. С. 166.

69. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В. Повышение точности определения двойной разности фаз путем умножения частоты обрабатываемых сигналов. *Третя міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»*: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 35–36.
70. Авдеенко Г.Л., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В., Якорнов Е. А. Повышение точности измерений фазовых соотношений обработкой сигналов на высокой промежуточной частоте. *19-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009)*: материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.2. С. 746–747.
71. Воскресенский Д.И., Гостюхин В. Л., Максимов В. М., Пономарев Л. И. Антенны устройства СВЧ Москва.: изд-во МАИ, 1999. 525 с.
72. Способ определения дальности до забрасываемого передатчика помех и устройство для его реализации: патент 2322681 Российская Федерация: МПК G01S 3/00. №2006100218/09; заявл. 10.01.2006; опубл. 20.04.2008., Бюл. №11.
73. Боровиков С. Г., Ивенский А. А. Особенности определения местоположения источника помех, находящегося в непосредственной близости к радиоэлектронному средству с многоканальным приемным устройством, и оценки точности результатов. *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. Санкт-Петербург, 2018. № 3. С. 63–70.
74. Avdeyenko G. L., Tsukanov O. F., Yakornov E. A. Enhancing accuracy determination of sources of radio emission coordinates by linear antenna arrays. *Radioelectronics and Communications Systems*. 2019, Vol.62, No.12. P.660–669.
75. Система визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. 132739 Україна : МПК G01S 5/00. №201809451 ; заявл. 19.09.2018 ; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5. 4.97 с.
76. Спосіб визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. №132740 Україна : МПК G01S 5/00. №201809452 ; заявл. 19.09.2018 ; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5. 4.97 с.
77. Гуткин Л.С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. Москва: Радио и связь, 1986. 288 с.

78. Обработка сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособие / Далматов А. Д. и др.; Ленингр. ун-т; под ред. А. П. Лукошкина. Ленинград, 1987. 400 с.
79. Григорьев В.А. Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи. Москва: Эко-Трендз, 2002. 264 с.
80. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
81. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. 440 с..
82. Адаптивные антенные решетки. Учебное пособие в 2-х частях. Часть 2 / В. А. Григорьев и др.; ун-т ИТМО; общ. ред. В. А. Григорьев. Санкт-Петербург, 2016. 118 с.
83. Джунь В.И., Щесняк С.С. Адаптивные антенные системы с подавлением помех по главному лепестку диаграммы направленности – Зарубежная радиоэлектроника, 1988 г. №4. с.3-15.
84. Приемо-передающие устройства радиотехнических систем. Часть 2 / Ю. Н. Седышев и др.; ВИРТА ПВО; общ.ред. Ю. Н. Седышев. Харьков, 1992. 321 с.
85. Красногоров С.И. Матричный анализ в задачах отыскания экстремумов. Ногинск: НИЦ 30 ЦНИИ МО РФ, 1998. 100с.
86. Розробка методів підвищення ефективності просторово-часової обробки телекомунікаційних сигналів на фоні перешкод: Звіт про НДР (заключн.) / Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут» ; кер. Є. А. Якорнов ; викон.: Г. Л. Авдєєнко [та ін.]. Шифр теми 2242-п. №0109U002225. Київ, 2010. 393 с.
87. Слюсар В.И. Цифровое формирование луча в системах связи. *Электроника: Наука, технология, бизнес*. Москва, 2001. №1. с.9–12.
88. Коробков М. А. Корреляционные методы пеленгования источников излучения. Молодой учёный, №13(72), 2014. С.55-58.
89. Авдєєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Моніторинг радіовипромінювання в ближній і проміжній зонах на основі алгоритму Кейпона. *Десята Міжнародна*

науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 532-534.

90. Avdeyenko G., Yakornov E., Korsak V. Spatial processing algorithm of radiation sources in the near and intermediate zones of linear antenna array for monitoring systems. *2016 IEEE International Scientific Conference (UkrMiCo '2016): Conference proceedings*. Kyiv, Ukraine, September 11–15, 2016. Kyiv: NTUU "KPI", 2016.

91. Спосіб визначення місцезнаходження джерела радіовипромінювання в ближній зоні : пат. 113916 Україна : МПК G01S 5/08. №201606780 ; заявл. 09.09.2016 ; опубл. 27.02.2017, Бюл. №4. 4.94 с.

92. Воскресенский Д.И., Степаненко В. И., Максимов, В. С. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. Москва: Радиотехника, 2003. 632 с.

93. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. О. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2011. № 30. С. 34–39.

94. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. *VI Міжнародна науково-практична конференція "Військова освіта та наука: сьогодення та майбутнє"*: зб.тез доповідей. 25-26 лист. 2010 р. Київ: ВІКНУ, 2010. С.356.

95. Авдеєнко Г. Л., Гелесев О. І., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Мазуренко О. В. Розробка оптимальних методів просторово-часової обробки сигналів радіоелектронних засобів на основі використання чотиривимірних матриць. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №14. С. 61–73.

96. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Синтез алгоритмів просторово-часової обробки сигналів для просторової режекції перешкод в антенних системах з

широкою характеристикою спрямованості. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2009. №19. С. 34–44.

97. Авдєєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А. Моделювання роботи мобільної радіомережі з розподіленими антенними системами, діаграми спрямованості яких адаптовані до впливу завад при обмеженому частотному ресурсі. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2011. № 33. С. 51-61.

98. Якорнов Є. А., Коломицев М. О., Авдєєнко Г. Л., Лаврінєнко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону. *Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. Київ, 2012. № 48. С. 84–96.

99. Авдєєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Застосування просторово-часової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі у безпроводових телекомунікаційних системах. *Збірник наукових праць ВІТІ*. Київ, 2018. №4. С. 6–13.

100. Avdieienko H., Yakornov Y. Application of Spatial Signal Processing by the Form of the Electromagnetic Wave Phase Front in Wireless Communication Systems. *Advances in Information and Communication Technologies. Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2019. Vol 560. P. 239–261.

101. Avdeyenko G. L., Kolomytsev M. A., Yakornov Ye. A. Efficiency of spatial signal processing in wireless communications. *Telecommunication Sciences*. 2012. Vol.3, No.2. P. 5-13.

102. Авдєєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. *Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування*. Київ, 2013. № 52. С. 92–101.

103. Авдєєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. А., Мазуренко О. В., Ліпчевська І. Л. Пріоритетні напрямки розвитку адаптивної обробки

радіосигналів для підвищення ефективності функціонування бездротової мережі зв'язку з розподіленими антенними системами. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2010. № 28. С. 65–70.

104. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Ліпчевська І. Л., Мазуренко О. В. Сучасний стан обробки радіосигналів бездротової мережі зв'язку в передавальних антенних системах базових станцій. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2010. № 27. С. 42–46.

105. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні: пат. 121465 Україна : МПК G01S 5/08. №201705290 ; заявл. 30.05.2017 ; опубл. 11.12.2017, Бюл.№23. 4.128 с.

106. Авдеєнко Г. Л. Аналіз впливу активних перешкод на радіоканали транспортного засобу в системах диспетчеризації. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №15. С. 5–14.

107. Адаптивна за відстанню антенна решітка : пат. 55438 Україна : МПК G01S 3/00, H01Q 3/00. № 201007929 ; заявл. 24.06.2010 ; опубл. 10.12.2010, Бюл. №23. 5.128 с.

108. Авдеєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Модифікація алгоритму Кейпона для визначення пеленгу на джерела радіовипромінювання при сферичних фронтах їх електромагнітних хвиль у місці прийому. *Десята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій"*: зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 529-531

109. Авдеєнко Г.Л., Якорнов Е.А. Система дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. *16-я Международная Крымская конференция "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии" (КрымиКо '2006)*: материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С.. 426–427.

110. Авдеенко Г. Л. Применение алгоритмов пеленгации в системе дискриминации нескольких источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. *16-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2006)*: материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С. 348–349.
111. Авдеєнко Г.Л., Якорнов Є. А. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні на основі модифікованого алгоритму Кейпона. *Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»* : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.232-234.
112. Якорнов Е. А., Коломицев М. А. Авдеєнко Г. Л., Лавриненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону. *Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»*: зб. тез. 22-29 лют. 2012 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2012. С.41-43.
113. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Коломыцев М. А. Применение кривизны фазового фронта электромагнитной волны для переиспользования частотного ресурса радиорелейных линий связи. *Шоста міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»* : зб.тез. 24-27 квіт. 2012 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2012. С.268-261.
114. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. *Міжнародна науково-технічна конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи* : матеріали конф.11-15 бер.2013р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2013. С.119-120.
115. Якорнов Є. А, Авдеєнко Г. Л., Адамович О. М., Чижевська А. В. Підвищення продуктивності радіорелейної лінії зв'язку за рахунок використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі. *Восьма Міжнародна*

науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб.тез. 22-25 квіт. 2014 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2014. С. 457-459.

116. Авдеєнко Г. Л., Чижевская А. В., Якорнов Е. А. Возможности повышения производительности радиорелейных линий связи при нахождении их ретрансляторов в зоне Френеля. *24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014)*: материалы конф. 7–13 сент. 2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014. Т.1. С. 296-297.

117. Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В. Необхідність застосування просторової селекції радіосигналів на цифрових радіорелейних лініях зв'язку. *Перша міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє»*: матеріали четвертої міжнар. наук.-пр. конф. 30-31 жовт. 2014 р. Одеса: ОНАЗ, 2014. С. 4-6.

118. Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В., Якорнов Є. А. Теоретичне дослідження просторової обробки сигналів на лініях цифрового радіорелейного зв'язку. *Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій"* : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт. 2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .176-178.

119. Авдеєнко Г. Л. Використання просторового ущільнення по кривизні фазового фронту електромагнітної хвилі для повторного використання радіочастотного ресурсу цифрових радіорелейних ліній зв'язку. *Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»*: матеріали конф. 20-26 бер. 2017 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.149-151.

120. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Е. А. Задачи практической реализации радиорелейной линии связи на основе использования различий в формах фазовых фронтов их электромагнитных волн. *Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»* : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.235-237.

121. Авдеєнко Г. Л. Застосування просторової обробки сигналів для підвищення пропускної здатності ствола радіорелейної лінії. *Восьма міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та*

майбутнє»: матеріали восьмої міжнар.наук.-пр.конф. 14-16 лист. 2018р. Одеса: ОНАЗ, 2018. Ч.4. С.7-10.

122. Г. Л. Авдеєнко Застосування просторової обробки сигналів для забезпечення повторного використання радіочастотного ресурсу ліній радіорелейного та міжсупутникового зв'язку. *Друга науково-практична конференція «Аерокосмічні технології в Україні: проблеми та перспективи»* : тези доповідей. 4 жовт. 2018р. Київ : НЦУВКЗ, 2018. С. 41.

123. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 103089 Україна : МПК Н04В 7/14. №201410543 ; заявл. 26.09.2014 ; опубл. 10.12.2015, Бюл.№23. 4.24 с.

124. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 104240 Україна : МПК Н04В 7/14. №201503708 ; заявл. 20.04.2015 ; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2. 4.79 с.

125. Спосіб забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями: пат. 104241 Україна : МПК Н04В 7/00, Н04В 7/14. №201503709 ; заявл. 20.04.2015 ; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2. 4.79 с.

126. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. №140040 Україна : МПК Н04В 7/14. №201906270; заявл. 05.06.2019; опубл. 10.02.2020, Бюл. №3. 4.108 с.

127. Авдеєнко Г.Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-M модуляцией на радиолинии СВЧ диапазона. 23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико-2013): материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 336-337.

128. Авдеєнко Г.Л. Применение пространственной обработки радиосигналов на линии СВЧ диапазона с QAM-M модуляцией. Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PIC S&T-2013): сб.науч. трудов первой междунар. науч.-практ. конф. 9-11 окт. 2013 г.Харьков: ХНУРЕ, 2013. С. 233-235.

129. Авдеєнко Г. Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-N модуляцией. 9-я Международная молодёжная

научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2013): материалы конф. 23-26 апр. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. С.114.

130. Бранчук В. М., Якорнов Є. А., Авдеєнко Г. Л. Дослідження просторової селекції сигналів з модуляцією QAM-N на фоні радіозавад при зміні різниці кутових координат та зміні величини бази антенної системи. Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт.2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .182-184.

131. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Макет симплексної одноінтервальної радіорелейної лінії зв'язку з просторовою обробкою сигналів. Тринадцята міжнародна науково-технічна конференція "Перспективи телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 15-19 квіт.2019 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. С.150-152.

132. Підвищення ефективності функціонування безпроводової мережі зв'язку шляхом використання просторово-часової обробки радіосигналів в розподілених антенних системах: Звіт про НДР (заключн.) / Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»; кер. Є. А. Якорнов ; викон.: Г. Л. Авдеєнко [та ін.]. Шифр теми 2425-п. №0111U001270. Київ, 2012. 311 с.

133. Розробка методів просторової селекції для повторного використання радіочастотного ресурсу ліній цифрового радіорелейного зв'язку: Звіт про НДР (заключний) / Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»; кер. Є. А. Якорнов ; викон.: Г. Л. Авдеєнко [та ін.]. Шифр теми ТК 2015-2. №0116U003566. Київ, 2017. 315 с.

134. Авдеенко Г.Л., Липчевская И.Л., Якорнов Е.А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения гармонического сигнала для работы в зоне Френеля. *21-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико 2011)*: материалы конф. 12-16 сент. 2011 г. Севастополь: СевНТУ, 2011. Т.1. С.431-432.

135. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Фазовые радиосистемы определения координат источника излучения гармонического сигнала для работы в

промежуточной волновой зоне. *Сьома Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»* : зб. тез. 16-19 квіт. 2013 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2013. С.187-190.

136. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Матяш А. Ю., Якорнов Е. А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения фазоманипулированного сигнала для работы в зоне Френеля. *23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико-2013)*: материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 314-315.

137. Авдеенко Г. Л., Бранчук В. Н., Якорнов Е. А. Широкополосный фазовый радиопеленгатор источника излучения гармонического сигнала. *24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014)*: материалы конф. 7–13 сент. 2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014, Т.1. С. 267-268.

138. Авдеенко Г. Л. Определение угловых координат источников радиопомех, расположенных в ближней волновой зоне. *Друга міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»*: зб. тез. 20-23 трав. 2008 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2008. С.154–156.

139. Авдеенко Г. Л. Дискриминация источников помехового радиоизлучения на основании информации об их местоположении в радиотехнических системах. *17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо'2007)*: материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 271–272.

140. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Подавление источника радиоизлучения на основе использования различия в сферичности фронтов электромагнитных волн сигнала и помехи. *15-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо'2005)*: материалы конф. 12-16 сент. 2005 г. Севастополь: СевНТУ, 2005. Т.1, С. 264–265.

141. Авдеенко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Е. А. Придушення джерела радіоперешкод у зоні Френеля за наявності відмінностей у кривизні

фронтів електромагнітних хвиль сигналу та перешкоди *Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового, топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України»* : зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С.98.

142. Branchuk V., Avdeyenko G. Using sparse antenna system to improve noise immunity in relay communication lines. *First International Scientific-Practical conference Problems of infocommunications. Science and technology (PICS&T -2014)* : Conference Proceedings, Kharkiv, Ukraine, October 14-17, 2014. Kharkiv: NURE, 2014. Vol.II, P.130-131.

143. Авдеенко Г. Л. Пространственно-временная обработка полезных сигналов на фоне радиопомех при использовании приемных антенн произвольной пространственной избирательности. *4-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2008)*: материалы конф. 21-25 апр. 2008 г. Севастополь: СевНТУ, 2008. С. 146.

144. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Е. А. Синтез алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов для пространственной дискриминации помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. *Третя міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»*: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С.163–164.

145. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Гелесев В. А. Схема режекции источников радиопомех для телекоммуникационных систем со слабонаправленными антеннами. *Третя міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»*: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 63.

146. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Пространственно-временная обработка сигналов для режекции помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. *19-ая Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009)*: материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.1. С. 415–416.

147. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Оцінка основних критеріїв просторово-часової обробки сигналів для придушення перешкод в антенних системах із широкою характеристикою направленості. *Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового, топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України»* : зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С. 111-112.
148. Авдеєнко Г. Л. Перспективы использования методов пространственно-временной обработки сигналов в современных радиотехнических системах. *Перша науково-технічна конференція “Проблеми телекомунікацій” (ПТ-07)*: зб. тез. 25-27 квіт. 2007 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2007. С. 57–58.

Додаток А. Список публікацій здобувача за темою дисертації

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Підвищення точності супроводу важливих транспортних засобів у системах диспетчеризації з використанням глобальних супутникових систем радіонавігації. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2006. №4. С. 233–239. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти*
2. Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Авдеєнко Г. Л. Визначення подвійної різниці фаз у фазових мікрохвильових системах вимірювання координат. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2007. №6. С. 28–36. *Особистий внесок: здобувач виконав математичне моделювання залежності дальності до ДРВ від різниці різниць фаз в каналах лінійної АР.*
3. Авдеєнко Г.Л., Федоров В. И., Якорнов Е. А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. Киев, 2008. Том 51. №3. С.1-7. *Особистий внесок: здобувач отримав математичні співвідношення для визначення дальності та пеленгу ДРВ по сферичності фазового фронту його ЕМХ. (Стаття у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі **Scopus**)*
4. Авдеєнко Г. Л. Аналіз впливу активних перешкод на радіоканали транспортного засобу в системах диспетчеризації. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №15. С. 5–14.
5. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Федоров В. І., Якорнов Є. А. Визначення координат точкового джерела радіовипромінювання по кривизні його хвильового фронту. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки*. Київ, 2008. № 20-21. С. 74–79. *Особистий внесок:*

здобувач отримав математичні співвідношення для визначення дальності та пеленгу ДРВ по сферичності фазового фронту його ЕМХ.

6. Авдеєнко Г. Л., Мазуренко А. В., Якорнов Е. А. Измерение разности разностей фаз в системах с пространственной обработкой сигналов СВЧ-диапазона. *Техника и приборы СВЧ*. Одесса, 2008. №1. С. 42–45. *Особистий внесок: здобувачем описано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти.*

7. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Є. А. Підвищення точності виміру подвійної різниці фаз у малобазових фазових системах із просторовою обробкою сигналів. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №16. С. 36–41. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано спосіб визначення різниці різниць фаз методом множення частоти.*

8. Авдеєнко Г. Л., Гелесев О. І., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Мазуренко О. В. Розробка оптимальних методів просторово-часової обробки сигналів радіоелектронних засобів на основі використання чотиривимірних матриць. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2008. №14. С. 61–73. *Особистий внесок: здобувачем проведено математичне моделювання ефективності просторово-часової обробки сигналів на базі використання кронекерівського добутку.*

9. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Синтез алгоритмів просторово-часової обробки сигналів для просторової режекції перешкод в антенних системах з широкою характеристикою спрямованості. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка*. Київ, 2009. №19. С. 34–44. *Особистий внесок: здобувачем запропоновано методику синтезу алгоритму просторово-часової обробки сигналів для антенних систем з широкою ХС.*

10. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. О., Мазуренко О. В., Ліпчевська І. Л. Пріоритетні напрямки розвитку адаптивної обробки радіосигналів для підвищення ефективності функціонування бездротової мережі зв'язку з розподіленими антенними системами. *Збірник наукових праць*

Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2010. № 28. С. 65–70. Особистий внесок: здобувачем проаналізовано особливості застосування просторово-часової обробки в умовах наявності некорельованих складових сигналу.

11. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Ліпчевська І. Л., Мазуренко О. В. Сучасний стан обробки радіосигналів бездротової мережі зв'язку в передавальних антенних системах базових станцій. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2010. № 27. С. 42–46. Особистий внесок: здобувачем проаналізовано методи просторово-часової обробки сигналів в системах безпроводового зв'язку, що базуються на використанні принципів просторового, кодового та часового рознесення елементів сигналу.*

12. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А., Коломицев М. О. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2011. № 30. С. 34–39. Особистий внесок: здобувачем отримано рівняння для розрахунку вектору вагових коефіцієнтів на базі використання торцевих добутків.*

13. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А., Ряба Л. О. Моделювання роботи мобільної радіомережі з розподіленими антенними системами, діаграми спрямованості яких адаптовані до впливу завад при обмеженому частотному ресурсі. *Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Київ, 2011. № 33. С. 51–61. Особистий внесок: здобувачем отримані адаптовані до дії завад характеристики спрямованості АР базових станцій.*

14. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Ліпчевська І. Л., Якорнов Є. А. Фазові радіопеленгатори джерела радіовипромінювання гармонічного сигналу в зоні Френеля. *Вісник Київського національного університету імені Тараса Шевченка. Військово-спеціальні науки. Київ, 2011. №26. С. 13–20. Особистий внесок: здобувач*

розробив та описав принцип дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.

15. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А., Липчевская И.Л. Фазовые системы определения координат источника радиоизлучения гармонического сигнала в зоне Френеля. Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. Киев, 2012. Том 55. №2. с.24-33. *Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принципи дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.* (Публікація у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі **Scopus**)

16. Якорнов Є. А., Коломицев М. О., Авдеєнко Г. Л., Лавріненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону. *Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування.* Київ, 2012. № 48. С. 84–96. *Особистий внесок: здобувач описав концепції застосування просторової селекції по формі фронту ЕМХ в стаціонарних безпроводових системах передавання інформації.*

17. Avdeyenko G. L., Kolomytsev M. A., Yakornov Ye. A. Efficiency of spatial signal processing in wireless communications. *Telecommunication Sciences.* 2012. Vol.3, No.2. P. 5-13. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення та методику оцінювання ефективності просторової селекції радіосигналів по сферичності фазових фронтів ЕМХ в системах стаціонарного безпроводового зв'язку.*

18. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. *Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування.* Київ, 2013. № 52. С. 92–101. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення та методика*

оцінювання ефективності просторової селекції радіосигналів по сферичності фазових фронтів ЕМХ в системах радіорелейного зв'язку.

19. Avdeyenko G. L., Yakornov Ye. A. Application of distributed antenna systems for determination of radiation source coordinates with use of phase method in Fresnel zone. *Information and Telecommunication Sciences*. 2017. Vol.8, No.1. P. 37–50.

Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принципи дії структурних схем фазових радіопеленгаторів та фазових радіосистем визначення координат, що враховують сферичність фазового фронту ЕМХ.

20. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Застосування просторово-часової обробки сигналів за формою фазового фронту електромагнітної хвилі у безпроводових телекомунікаційних системах. *Збірник наукових праць ВІТІ*. Київ, 2018. №4. С. 6–13. *Особистий внесок: здобувачем розроблено та описано принцип дії стаціонарної безпроводової лінії зв'язку, в якій радіосигнали кількох абонентів одночасно передаються в одній й тій самій смузі радіочастот з різною сферичністю фазових фронтів їх ЕМХ.*

21. Авдеєнко Г. Л., Цуканов О. Ф., Якорнов Е. А. Повышение точности определения координат источников радиоизлучения фазовыми системами с линейными антенными решетками. *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. Киев, 2019. Том 62.№.12. с.772-781. *Особистий внесок: здобувачем проведено математичне моделювання динамічної помилки вимірювання дальності до ДРВ. (Публікація у науковому виданні, що включене до категорії «А» Переліку наукових фахових видань України та проіндексоване в наукометричній базі Scopus)*

22. Avdieienko H., Yakornov Y. Application of Spatial Signal Processing by the Form of the Electromagnetic Wave Phase Front in Wireless Communication Systems. *Advances in Information and Communication Technologies. Lecture Notes in Electrical Engineering*. 2019. Vol 560. P. 239–261. *Особистий внесок: здобувачем виконано опис принципу дії макету симплексної одноінтервальної радіорелейної лінії з просторовою обробкою сигналів, а отримано також результати вимірювання коефіцієнтів ослаблення та придушення радіосигналів з ідентичними*

*поляризаційно-частотними характеристиками та оцінка достовірності приймання відселектованих по сферичності фазових фронтів ЕМХ радіосигналів стандарту DVB-C з модуляцією 64-QAM. (Публікація у закордонному періодичному виданні *Lecture Notes in Electrical Engineering* (ISSN 1876-1100) іноземної держави (видавництво Springer Nature, Швейцарія), яка входить до Організації економічного співробітництва та розвитку, що індексується у наукометричній базі **Scopus**)*

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

23. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Подавление источника радиоизлучения на основе использования различия в сферичности фронтов электромагнитных волн сигнала и помехи. 15-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2005): материалы конф. 12-16 сент. 2005 г. Севастополь: СевНТУ, 2005. Т.1, С. 264–265.

24. Авдеенко Г. Л. Применение алгоритмов пеленгации в системе дискриминации нескольких источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 16-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2006): материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С. 348–349.

25. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Система дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 16-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2006): материалы конф. 11-15 сент. 2006 г. Севастополь: СевНТУ, 2006. Т.1, С. 426–427.

26. Авдеенко Г. Л. Дискриминация источников помехового радиоизлучения на основании информации об их местоположении в радиотехнических системах. 17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2007): материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 271–272.

27. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны. 17-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрымиКо’2007): материалы конф. 10-14 сент. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. Т.1 С. 261–262.

28. Авдеенко Г. Л. Повышение диапазона определения дальности до источника радиоизлучения по кривизне фронта его электромагнитной волны. 3-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2007): материалы конф. 16-21 апр. 2007 г. Севастополь: СевНТУ, 2007. С. 166.

29. Авдеенко Г. Л. Перспективы использования методов пространственно-временной обработки сигналов в современных радиотехнических системах. Перша науково-технічна конференція “Проблеми телекомунікацій” (ПТ-07): зб. тез. 25-27 квіт. 2007 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2007. С. 57–58.

30. Авдеенко Г. Л. Пространственно-временная обработка полезных сигналов на фоне радиопомех при использовании приемных антенн произвольной пространственной избирательности. 4-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2008): материалы конф. 21-25 апр. 2008 г. Севастополь: СевНТУ, 2008. С. 146.

31. Авдеенко Г. Л. Определение угловых координат источников радиопомех, расположенных в ближней волновой зоне. Друга міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 20-23 трав. 2008 р. Київ: НТУУ “КПІ”, 2008. С.154–156.

32. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Синтез алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов для пространственной дискриминации помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. Третя міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С.163–164.

33. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Гелесев В. А. Схема режекции источников радиопомех для телекоммуникационных систем со слабонаправленными антеннами. Третья міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 63.

34. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В. Повышение точности определения двойной разности фаз путем умножения частоты обрабатываемых сигналов. Третья міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2009. С. 35–36.

35. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А. Пространственно-временная обработка сигналов для режекции помех в антенных системах с широкой характеристикой направленности. 19-ая Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009): материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.1. С. 415–416.

36. Авдеенко Г.Л., Веселова А. П., Войтко Ю. Н., Мазуренко А. В., Якорнов Е. А. Повышение точности измерений фазовых соотношений обработкой сигналов на высокой промежуточной частоте. 19-я Международная Крымская конференция “СВЧ техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМико ‘2009): материалы конф. 14-18 сент. 2009 г. Севастополь: СевНТУ, 2009. Т.2. С. 746–747.

37. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Якорнов Є. А. Оцінка основних критеріїв просторово-часової обробки сигналів для придушення перешкод в антенних системах із широкою характеристикою направленості. Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового, топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України» : зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С. 111-112.

38. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Мазуренко О. В., Якорнов Є. А. Придушення джерела радіоперешкод у зоні Френеля за наявності відмінностей у кривизні фронтів електромагнітних хвиль сигналу та перешкоди Науково-практична конференція «Актуальні задачі фінансового, психологічного, правового,

топогеодизичного, радіотехнічного та лінгвістичного забезпечення підрозділів та частин Збройних Сил України»: зб. тез доповідей. 2009 р. Київ: ВІКНУ, 2009. С.98.

39. Авдеєнко Г.Л., Коломицев М.О., Липчевська І.Л., Якорнов Є.А. Деякі результати теоретичного аналізу використання методів просторово-часової обробки радіосигналів у зоні Френеля. П'ята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. С. 48.

40. Авдеєнко Г.Л., Липчевская И.Л., Манюгина Д.В., Потапенко В. В., Якорнов Е.А. Фазовые радиопеленгаторы источника излучения гармонического сигнала в зоне Френеля. П'ята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб. тез. 21-24 квіт. 2009 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. С. 50.

41. Авдеєнко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Определение пеленга и дальности до источника радиоизлучения гармонического сигнала в зоне Френеля. 20-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико '2010): материалы конф. 13-17 сент. 2010 г. Севастополь: СевНТУ, 2010. Т.1. С. 337-338.

42. Авдеєнко Г. Л., Карпенко Б. О., Коломицев М. О., Якорнов Є. А. Застосування математичного апарату торцевих добутків матриць для опису оптимального вектору вагових коефіцієнтів адаптивної антенної решітки з неідентичними каналами обробки. VI Міжнародна науково-практичної конференції "Військова освіта та наука: сьогодення та майбутнє": зб.тез доповідей. 25-26 лист. 2010 р. Київ: ВІКНУ, 2010. С.356.

43. Авдеєнко Г.Л., Липчевская И.Л., Якорнов Е.А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения гармонического сигнала для работы в зоне Френеля. 21-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико 2011): материалы конф. 12-16 сент. 2011 г. Севастополь: СевНТУ, 2011. Т.1. С.431-432.

44. Якорнов Е. А., Коломицев М. А. Авдеєнко Г. Л., Лавриненко О. Ю. Теоретичний аналіз можливості використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку

надвисокочастотного діапазону. Міжнародна науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: зб. тез. 22-29 лют. 2012 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2012. С.41-43.

45. Авдеенко Г. Л., Якорнов Е. А., Коломыцев М. А. Применение кривизны фазового фронта электромагнитной волны для переиспользования частотного ресурса радиорелейных линий связи. Шоста міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб.тез. 24-27 квіт. 2012 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2012. С.268-261.

46. Авдеенко Г. Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-N модуляцией. 9-я Международная молодёжная научно-техническая конференция “Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2013): материалы конф. 23-26 апр. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. С.114.

47. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Якорнов Е. А. Фазовые радиосистемы определения координат источника излучения гармонического сигнала для работы в промежуточной волновой зоне. Сьома Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. тез.16-19 квіт. 2013 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2013. С.187-190.

48. Авдеенко Г.Л., Якорнов Е.А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы. Міжнародна науково-технічна конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи : матеріали конф.11-15 бер.2013р. Київ: НТУУ «КПІ», 2013. С.119-120.

49. Авдеенко Г. Л., Липчевская И. Л., Матяш А. Ю., Якорнов Е. А. Фазовая радиосистема определения координат источника радиоизлучения фазоманипулированного сигнала для работы в зоне Френеля. 23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекомму-никационные технологии» (КрыМико-2013): материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 314-315.

50. Авдеенко Г. Л. Исследование эффективности применения пространственной обработки радиосигналов с QAM-M модуляцией на радиолинии СВЧ диапазона. 23-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМико-2013): материалы конф. 8-13 сент. 2013г. Севастополь: СевНТУ, 2013. Т.1. С. 336-337.

51. Авдеенко Г. Л. Применение пространственной обработки радиосигналов на линии СВЧ диапазона с QAM-M модуляцией. Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PIC S&T-2013): сб.науч. трудов первой междунар. науч.-практ. конф. 9-11 окт. 2013 г. Харьков: ХНУРЕ, 2013. С. 233-235.

52. Якорнов Є. А., Авдеєнко Г. Л., Адамович О. М., Чижевська А. В. Підвищення продуктивності радіорелейної лінії зв'язку за рахунок використання фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі. Восьма Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій»: зб.тез. 22-25 квіт. 2014 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2014. С. 457-459.

53. Авдеенко Г. Л., Бранчук В. Н., Якорнов Е. А. Широкополосный фазовый радиопеленгатор источника излучения гармонического сигнала. 24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): материалы конф. 7–13 сент. 2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014, Т.1. С. 267-268.

54. Авдеенко Г. Л., Чижевская А. В., Якорнов Е. А. Возможности повышения производительности радиорелейных линий связи при нахождении их ретрансляторов в зоне Френеля. 24-ая Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): материалы конф. 7–13 сент. 2014 г. Севастополь: СевНТУ, 2014. Т.1. С. 296-297.

55. Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В. Необхідність застосування просторової селекції радіосигналів на цифрових радіорелейних лініях зв'язку. Четверта міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє»: матеріали четвертої міжнар. наук.-пр. конф. 30-31 жовт. 2014 р. Одеса: ОНАЗ, 2014. С. 4-6.

56. Branchuk V., Avdeyenko G. Using sparse antenna system to improve noise immunity in relay communication lines. First International Scientific-Practical conference Problems of infocommunications. Science and technology (PICS&T -2014) : Conference Proceedings, Kharkiv, Ukraine, October 14-17, 2014. Kharkiv: NURE, 2014. Vol.II, P.130-131.

57. Авдєєнко Г. Л., Чижевська А. В., Якорнов Є. А. Теоретичне дослідження просторової обробки сигналів на лініях цифрового радіорелейного зв'язку. Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт.2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .176-178.

58. Бранчук В. М., Якорнов Є. А., Авдєєнко Г. Л. Дослідження просторової селекції сигналів з модуляцією QAM-N на фоні радіозавад при зміні різниці кутових координат та зміні величини бази антенної системи. Дев'ята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій" : зб. матеріалів конф. 21-24 квіт.2015р : Київ: НТУУ "КПІ", 2015. С .182-184.

59. Авдєєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Модифікація алгоритму Кейпона для визначення пеленгу на джерела радіовипромінювання при сферичних фронтах їх електромагнітних хвиль у місці прийому. Десята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 529-531.

60. Авдєєнко Г. Л., Корсак В. В., Якорнов Є. А. Моніторинг радіовипромінювання в ближній і проміжній зонах на основі алгоритму Кейпона. Десята Міжнародна науково-технічна конференція "Проблеми телекомунікацій": зб. матеріалів конф. 19-22 квіт. 2016 р. Київ: НТУУ "КПІ", 2016. С. 532-534.

61. Avdeyenko G., Yakornov E., Korsak V Spatial processing algorithm of radiation sources in the near and intermediate zones of linear antenna array for monitoring systems. 2016 IEEE International Scientific Conference (UkrMiCo'2016): Conference proceedings. Kyiv, Ukraine, September 11–15, 2016. Kyiv: NTUU "KPI", 2016.

62. Авдєєнко Г. Л. Використання просторового ущільнення по кривизні фазового фронту електромагнітної хвилі для повторного використання радіочастотного ресурсу цифрових радіорелейних ліній зв'язку. Міжнародна

науково-технічна конференція «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи»: матеріали конф. 20-26 бер. 2017 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.149-151.

63. Авдеєнко Г.Л., Якорнов Є. А. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні на основі модифікованого алгоритму Кейпона. Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.232-234.

64. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Е. А. Задачи практической реализации радиорелейной линии связи на основе использования различий в формах фазовых фронтов их электромагнитных волн. Одинадцята міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми телекомунікацій» : зб. матеріалів конф. 18-21 квіт. 2017р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2017. С.235-237.

65. Avdeyenko G. Prototype of unidirectional microwave wireless communication system with spatial signals processing. 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo), 10-14 Sept. 2018, Odessa, Ukraine – p.1-4.

66. Авдеєнко Г. Л. Застосування просторової обробки сигналів для підвищення пропускної здатності ствола радіорелейної лінії. Восьма міжнародна науково-практична конференція молодих вчених – «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє»: матеріали восьмої міжнар.наук.-пр.конф. 14-16 лист. 2018р. Одеса: ОНАЗ, 2018. Ч.4. С.7-10.

67. Авдеєнко Г. Л. Застосування просторової обробки сигналів для забезпечення повторного використання радіочастотного ресурсу ліній радіорелейного та міжсупутникового зв'язку. Друга науково-практична конференція «Аерокосмічні технології в Україні: проблеми та перспективи» : тези доповідей. 4 жовт. 2018р. Київ : НЦУВКЗ, 2018. С. 41.

68. Авдеєнко Г. Л., Якорнов Є. А. Макет симплексної одноінтервальної радіорелейної лінії зв'язку з просторовою обробкою сигналів. Тринадцята міжнародна науково-технічна конференція "Перспективи телекомунікацій": зб.

матеріалів конф. 15-19 квіт. 2019 р. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. С.150-152.

69. Gleb Avdeyenko Application of Spatial Signal Processing for Bandwidth Capability Improvement of Radio Relay Link. 2019 International Scientific-Practical Conference Problems of Infocommunications. Science and Technology (PIC S&T) – 2019. – pp.187-192.

Наукові праці, які додатково відображають наукові результати дисертації:

1) Патенти на винахід:

70. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 97075 Україна : МПК G01S 3/02. № 201105120; заявл. 21.04.2011; опубл. 26.12.2011, Бюл. №24 (кн. 1). 7 с.
Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ

2) Патенти на корисну модель:

71. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 8150 Україна : МПК G01S 5/14. №200500740; заявл. 27.01.2005; опубл. 15.07.2005, Бюл. №7 (кн. 1). 7 с.

Особистий внесок: здобувачем запропоновано схемну реалізацію основних елементів системи супроводження

72. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 40138 Україна : МПК G01S 5/14. №200812684; заявл. 29.10.2008; опубл. 25.03.2009, Бюл. №6 (кн. 1). 7 с.
Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ

73. Система для супроводження рухомих об'єктів з використанням сигналів глобальної супутникової системи радіонавігації : пат. 43982 Україна : МПК G01S 5/14. №200903823; заявл. 21.04.2009; опубл. 10.09.2009, Бюл. № 17 (кн. 1). 7 с.
Особистий внесок: здобувачем розраховано систематичні похибки визначення

координат ДРВ та запропоновано метод множення частоти для зменшення апаратурної похибки визначення дальності до ДРВ

74. Адаптивна за відстанню антенна решітка : пат. 55438 Україна : МПК G01S 3/00, H01Q 3/00. № 201007929; заявл. 24.06.2010; опубл. 10.12.2010, Бюл. №23 (кн.1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем проведено патентний пошук*

75. Фазовий радіопеленгатор : пат. 56430 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. №201009233; заявл. 22.07.2010; опубл. 10.01.2011, Бюл. №1 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат процедури постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ*

76. Фазовий радіопеленгатор : пат. 57200 Україна : МПК G01S 3/00. №201010554; заявл. 31.08.2010; опубл. 10.02.2011, Бюл. №3 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичний вираз для пеленгаційної характеристики при розташуванні ДРВ в проміжній зоні*

77. Фазова радіосистема визначення координат : пат. 64696 Україна : МПК G01S 3/00. №201106317; заявл. 19.05.2011; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

78. Ширококутовий фазовий радіопеленгатор : пат. 64705 Україна : МПК G01S 3/00. № 201106662; заявл. 27.05.2011; опубл. 11.10.2011, Бюл. №21 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичний вираз для пеленгаційної характеристики радіопеленгатора*

79. Фазовий радіопеленгатор : пат. 67323 Україна : МПК G01S 3/48. № 201110328; заявл. 23.08.2011; опубл. 10.02.2012, Бюл. №3 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем розраховано помилки визначення координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ при застосуванні симетричних та несиметричних грубих шкал в радіопеленгаторі*

80. Фазовий радіопеленгатор : пат. 72448 Україна : МПК G01S 3/00, G01S 3/02. № 201114120; заявл. 29.11.2011; опубл. 27.08.2012, Бюл. №16 (кн. 1). 8 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат процедури постійної перевірки відсутності або наявності кривизни фронту ЕМХ та*

визначення координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ

81. Фазовий радіопеленгатор : пат. 78441 Україна : МПК G01S 3/48. № 201206912; заявл. 06.06.2012; опубл. 25.03.2013р, Бюл. №6 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем отримано математичні співвідношення для розрахунку координат ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

82. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 103089 Україна : МПК H04B 7/14. №201410543; заявл. 26.09.2014; опубл. 10.12.2015, Бюл. №23 (кн. 1). 7 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано математичне моделювання залежності відношення сигнал/(завада+шум) від розміру бази приймальної станції для різних відстаней між кореспондуючими станціями та для різних розмірів баз передавальної станції*

83. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. 104240 Україна : МПК H04B 7/14. №201503708; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано математичне моделювання залежності відношення сигнал/(завада+шум) від розміру бази приймальної станції для різних відстаней між кореспондуючими станціями та для різних розмірів баз передавальної станції*

84. Спосіб забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями: пат. 104241 Україна : МПК H04B 7/00, H04B 7/14. №201503709; заявл. 20.04.2015; опубл. 25.01.2016, Бюл. №2 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено структурну схему одноінтервальної радіорелейної лінії зв'язку з просторовим дуплексом по кривизні фронту ЕМХ*

85. Спосіб визначення місцезонашування джерела радіовипромінювання в ближній зоні : пат. 113916 Україна : МПК G01S 5/08. №201606780; заявл. 09.09.2016; опубл. 27.02.2017, Бюл. №4 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено математичний апарат способу визначення координат ДРВ ближньої зони*

86. Спосіб просторової селекції джерел радіовипромінювання в довільній хвильовій зоні: пат. 121465 Україна : МПК G01S 5/08. №201705290; заявл. 30.05.2017; опубл. 11.12.2017, Бюл. №23 (кн.1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем*

розроблено математичний апарат способу просторової селекції ДРВ

87. Система визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. 132739 Україна : МПК G01S 5/00. №201809451; заявл. 19.09.2018; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5 (кн.1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем розроблено структурну схему системи визначення дальності до ДРВ*

88. Спосіб визначення дальності до джерела радіовипромінювання в зоні Френеля : пат. №132740 Україна : МПК G01S 5/00. №201809452; заявл. 19.09.2018; опубл. 11.03.2019, Бюл. №5 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем описано основні етапи запропонованого способу визначення дальності до ДРВ по сферичному фронту ЕМХ*

89. Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями : пат. №140040 Україна : МПК H04B 7/14. №201906270; заявл. 05.06.2019; опубл. 10.02.2020, Бюл. №3 (кн. 1). 6 с. *Особистий внесок: здобувачем виконано моделювання дальності зв'язку між кореспондуючими станціями в залежності від частоти, різниці різниць фаз та розміру бази антенної системи*

Додаток Б. Відомості про апробацію результатів дисертації

Основні результати досліджень доповідалися і обговорювалися на наступних конференціях:

1) 15-й (КриМіКо'2005), 16-й (КриМіКо'2006), 17-й (КриМіКо'2007), 19-й (КриМіКо'2009), 20-й (КриМіКо'2010), 21-й (КриМіКо'2011), 23-й (КриМіКо'2013), 24-й (КриМіКо'2014) Міжнародній Кримській конференції «НВЧ техніка та телекомунікаційні технології», Україна, м.Севастополь, СевНТУ, 12-16 вересня 2005 р, 11-15 вересня 2006 р., 10-14 сентября 2007 р., 14-18 вересня 2009 р, 13-17 вересня 2010 р., 12-16 вересня 2011 р., 8-13 вересня 2013 р., 7-13 вересня 2014 р.;

2) 3-й (РТ-2007), 4-й (РТ-2008), 9-й (РТ-2013) Міжнародній молодіжній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми радіотехніки і телекомунікацій», Україна, м. Севастополь, СевНТУ, 16-21 квітня 2007 р., 21-25 квітня 2008 р., 22-26 квітня 2013 р.;

3) 1-й (ПТ-2007), 2-й (ПТ-2008), 3-й (ПТ-2009), 5-й (ПТ-2011), 6-й (ПТ-2012), 7-й (ПТ-2013), 8-й (ПТ-2014), 9-й (ПТ-2015), 11-й (ПТ-2017), 12-й (ПТ-2018) Міжнародній науково-технічній конференції «Проблеми телекомунікацій», Україна, м. Київ, ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, 25-27 квітня 2007 р., 20-23 травня 2008 р., 21-24 квітня 2009 р., 19-22 квітня 2011 р., 24-27 квітня 2012 р., 16-19 квітня 2013 р., 22-25 квітня 2014 р., 21-24 квітня 2015 р., 19-22 квітня 2016 р., 16-20 квітня 2018 р.;

4) 13-й (ПТ-2019) міжнародно-технічній конференції «Перспективи телекомунікацій», Україна, м. Київ, ІТС КПІ ім. Ігоря Сікорського, 15-19 квітня 2019 р.;

5) 4-й та 8-й Міжнародній науково-практичній конференції молодих вчених «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє», Україна, м. Одеса, ОНАЗ ім. О. С. Попова, 30-31 жовтня 2014 р., 14-16 листопада 2018 р.;

6) Міжнародній науково-технічній конференції «Радіотехнічні поля, сигнали, апарати та системи (теорія, практика, історія, освіта)», Україна, м. Київ, КПІ ім. Ігоря Сікорського, 22-29 лютого 2012 р., 11-15 березня 2013 р., 10-16 березня 2014 р., 20-26 березня 2017 р.;

7) 1-й, 2-й та 7-й Міжнародній науково-практичній конференції «Проблеми телекомунікацій. Наука і технології (PICS&T)», Україна, м. Харків, ХНУРЕ, 9-11 жовтня 2013 р., 14-17 жовтня 2014 р., м. Київ, Київський університет імені Бориса Грінченка, 8-11 жовтня 2019 р.;

8) Міжнародній конференції з інформаційно-телекомунікаційних технологій та радіоелектроніки UkrMiCo 2016, Україна, м. Київ, 11-15 вересня 2016 р., UkrMiCo 2018, Україна, м. Одеса, ОНАЗ ім. О. С. Попова, 11-14 вересня 2018 р.

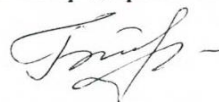
Додаток В. Акти про реалізацію результатів наукових досліджень

КИЇВСЬКИЙ
науково-дослідний
ІНСТИТУТ
„КОМЕТА“
Київський
научно-исследовательский
институт
„КОМЕТА“

1 06 2005 р.
№ 64/1

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор державного НДІ „Комета“



В.Ф. БЄЛЯВІН

“ 1 ” 06 2005 р.

А К Т

про реалізацію результатів наукових досліджень

АВДЄСНКА ГЛІБА ЛЕОНІДОВИЧА

(прізвище, ім'я, по батькові)

Комісія у складі:

Голови комісії – начальника відділу Решетнік О.Л.

(посада, прізвище, ініціали)

та членів комісії: начальника відділу Харитинчука Є.М.;

(посади, прізвища, ініціали)

начальника відділу Шестакова Ю.Б.

(посади, прізвища, ініціали)

встановила, що результати дисертаційних досліджень тов. Авдєснका Г.Л., у формі запропонованої системи подавлення активних навмисних перешкод для приймальних пристроїв систем глобальної супутникової радіонавігації на основі використання кривизни хвильових фронтів радіосигналів реалізовані в держаному НДІ „Комета“ при розробці приймальних пристроїв для перспективних радіотехнічних систем (шифр роботи МГ/02-ЕН/01).

Голова комісії:



О.Л. РЕШЕТНИК

Члени комісії:




Є.М. ХАРИТИНЧУК

Ю.Б. ШЕСТАКОВ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Командир військової частини А1906
кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник

О.А. ІЛЬЯШОВ

2007 року

**АКТ****про реалізацію результатів наукових досліджень
Авдєєнко Глеба Леонідовича**

Комісія, що призначена розпорядженням командира військової частини А1906 № 56 від 14.06.2007 року, у складі: голови комісії – начальника науково-дослідного управління доктора технічних наук, старшого наукового співробітника Єрохіна В.Ф., та членів комісії – начальника науково-дослідного управління кандидата технічних наук, старшого наукового співробітника Дручила В.І., провідного наукового співробітника кандидата технічних наук, доцента Ільницького А.І., старшого наукового співробітника кандидата технічних наук Мерешка О.В., у період з 14.06.2007 року по 19.06.2007 року провела роботу щодо розгляду результатів наукових досліджень Авдєєнка Г.Л.

Комісія встановила, що наукові результати, які отримані особисто Авдєєнко Г.Л. – “Методика визначення дальності джерел радіовипромінювань за кривизною фронтів їх електромагнітних хвиль” використані та реалізовані в рамках виконання військовою частиною А1906 планових науково-дослідних робіт: “Навігатор”, “Кираса”, (тематика закрыта).

Голова комісії:

доктор технічних наук, старший науковий співробітник

В.Ф.ЄРОХІН

Члени комісії:

кандидат технічних наук, старший науковий співробітник

В.І.ДРУЧИЛО

кандидат технічних наук, доцент

А.І.ІЛЬНИЦЬКИЙ

кандидат технічних наук

О.В.МЕРЕШКО